

Міністерство освіти і науки України  
Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Міністерство освіти і науки України  
Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Кваліфікаційна наукова праця  
на правах рукопису

КОВБАСА СЕРГІЙ МИКОЛАЙОВИЧ

УДК 681.5:62-83

ДИСЕРТАЦІЯ  
**РОЗВИТОК ТЕОРІЇ БЕЗДАВАЧЕВОГО ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ  
ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИМИ СИСТЕМАМИ  
З АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ**

Спеціальність 05.09.03 – електротехнічні комплекси та системи

Подається на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,  
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

\_\_\_\_\_ С. М. Ковбаса

Науковий консультант Пересада С. М., д.т.н., професор

Київ – 2020



## АНОТАЦІЯ

*Ковбаса С. М.* Розвиток теорії бездавачевого векторного керування електромеханічними системами з асинхронними двигунами. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису. Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.09.03 «Електротехнічні комплекси та системи» (141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка). – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, 2020.

У дисертаційній роботі отримала подальший розвиток теорія аналізу та синтезу електромеханічних систем з векторно-керованими асинхронними двигунами (АД) без вимірювання механічних координат. Отримані результати у сукупності є теоретичним узагальненням та новим вирішенням важливої науково-прикладної проблеми створення нових методів бездавачевого векторного керування електромеханічними системами на основі асинхронних двигунів, які дозволяють забезпечити рівень статичних, динамічних та енергетичних характеристик, наближений до існуючих в системах векторного керування з вимірюванням кутової швидкості.

У першому розділі виконано аналіз існуючих методів бездавачевого керування та оцінювання невимірюваних координат, а також експериментальне тестування серійних перетворювачів частоти закордонних виробників в режимі бездавачевого векторного керування кутовою швидкістю з метою виявлення досяжних в них показників якості керування. За результатами аналітичного огляду та експериментальних досліджень встановлено, що більшість існуючих методів векторного керування в електромеханічних системах з асинхронними двигунами в умовах неповної інформації не в повній мірі задовольняють вимогам значної кількості технологічних застосувань. Вони базуються на припущеннях, які не задовольняються на практиці, а більшість алгоритмів практичного

спрямування, в тому числі і такі, що реалізовані у комерційних виробках світових виробників, не мають строгого теоретичного обґрунтування, або можуть лише умовно називатися такими, тому що вони базуються на суттєвих спрощеннях таких як лінеаризація, нехтування динаміки кутової швидкості, або вміщують операції, що не можуть бути надійно реалізовані на практиці (розімкнене інтегрування, ідеальне диференціювання). Як результат такого підходу, існуючі системи не забезпечують асимптотичного регулювання кутової швидкості і модуля вектора потокозчеплення, мають обмежений діапазон керування, можуть втрачати стійкість при роботі на малих швидкостях, а також в генераторному режимі, мають значну чутливість до варіацій параметрів електричної машини та неідеальностей автономного інвертора напруги.

У другому розділі з використанням другого методу Ляпунова синтезовано алгоритм квазівекторного керування кутовою швидкістю, який гарантує асимптотичність регулювання кутової швидкості ротора і модуля вектора потокозчеплення статора, а також асимптотичну орієнтацію керування за вектором потокозчеплення статора за умов відсутності моменту навантаження. У навантаженому стані система залишається локально стійкою в області, яка визначається значеннями параметрів АД.

Структура синтезованого алгоритму квазівекторного керування надала можливість формування покращених статичних характеристик та форсування процесів збудження АД при повністю розімкненому керуванні.

Для систем з підвищеними вимогами до динамічних показників якості керування розроблено алгоритм модифікованого квазівекторного керування, який в умовах відсутності навантаження додатково забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій модуля вектора потокозчеплення та кутової швидкості ротора.

Розроблені алгоритми квазівекторного керування досліджено методом математичного моделювання та на експериментальній установці. Показано, що вони є простими з точки зору практичної реалізації і дозволяють підвищити



статичні та динамічні показники якості електромеханічних систем при повністю розімкненому керуванні асинхронним двигуном.

У третьому розділі розроблено нову концепцію прямого векторного керування регульованими координатами асинхронних двигунів: вектором потокозчеплення і кутовою швидкістю в умовах їх невимірюваності, яка є загальнотеоретичною основою для розробки методів синтезу алгоритмів керування і полягає в тому, що за рахунок дії нелінійного керування цілеспрямовано формується декомпозиція вихідної структури електромеханічного об'єкта на три зв'язані підсистеми, властивості стійкості і робастності яких забезпечують композитній системі локальну експоненційну стійкість.

Розроблено новий метод синтезу векторних керувань асинхронними двигунами без вимірювання механічних координат, які формують композитну структуру у вигляді нелінійно зв'язаних підсистем – адаптивного оцінювання кутової швидкості, механічної та електромагнітної з ієрархічним розділенням у часі динамічних процесів. Показано, що за умов персистентності збудження електромагнітна підсистема володіє властивостями експоненційної стійкості, а замкнена композитна система є локально експоненційно стійкою. Завдяки цим властивостям вперше забезпечується робастне до неідеальностей інвертора відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості і модуля вектора потокозчеплення з одночасним асимптотичним полеорієнтуванням.

З використанням розробленого методу синтезовано алгоритм бездавачевого керування АД який базується на адаптивному оцінюванні кутової швидкості і є теоретично обґрунтованим рішенням задачі асимптотичного відпрацювання кутової швидкості (моменту) та модуля вектора потокозчеплення ротора при одночасному асимптотичному полеорієнтуванні. На відміну від вже існуючих рішень, стабілізація електромагнітної підсистеми та адаптивне оцінювання кутової швидкості здійснюється з використанням похибок оцінювання компонент вектора струму статора замість похибок їх відпрацювання. Такий підхід до синтезу алгоритму

керування дозволив доповнити регулятори струмів статора компонентами інтегральної дії та підвищити властивості робастності системи керування до неідеальностей інвертора, зокрема ефектів мертвого часу.

Розроблено алгоритми бездавачевого векторного керування модулем вектора потокозчеплення та моментом асинхронного двигуна, які базуються на концепції прямого полеорієнтування за вектором потокозчеплення статора та ротора. Синтезовані структури бездавачевого керування забезпечують асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту та потокозчеплення при одночасному асимптотичному полеорієнтуванні, а також асимптотичне оцінювання змінної в часі кутової швидкості та модуля вектора потокозчеплення.

У четвертому розділі проаналізовано вплив нелінійності контуру намагнічування на процеси керування координатами асинхронних двигунів. Виконано вдосконалення розроблених алгоритмів бездавачевого векторного керування шляхом врахування насичення магнітної системи, що дозволило підвищити точність оцінювання та відпрацювання кутової швидкості (моменту) в режимах, коли необхідно змінювати амплітуду модуля вектора потокозчеплення ротора.

Розроблено алгоритм бездавачевого векторного керування координатами АД з максимізацією співвідношення момент-струм (Maximum Torque Per Ampere – МТРА) який базується на концепції лінеаризації зворотним зв'язком та гарантує асимптотичне відпрацювання заданих гладких траєкторій моменту (кутової швидкості) та максимізацію співвідношення момент-струм статора при роботі АД з постійним, або таким що повільно змінюється моментом. Розроблено метод формування заданого потокозчеплення ротора у вигляді динамічної функції моменту, що дозволило досягти максимізації співвідношення момент-струм як в статичних, так і в динамічних режимах відпрацювання заданих траєкторій моменту.

У п'ятому розділі розроблено метод адаптивного оцінювання струмів статора та потокозчеплень ротора асинхронної машини, який за умов

персистентності збудження гарантує локальне експоненційне оцінювання постійної, або такої що повільно змінюється, кутової швидкості та компонент вектора потокозчеплення ротора.

Вдосконалено метод прямого полеорієнтованого векторного керування асинхронним генератором шляхом побудови адаптивної системи, яка базується на використанні адаптивного спостерігача потокозчеплення і кутової швидкості ротора та нелінійного принципу розділення, завдяки чому вперше забезпечується локальне асимптотичне регулювання напруги в ланці постійного струму, а також відпрацювання модуля вектора потокозчеплення ротора без вимірювання кутової швидкості.

У шостому розділі створено технологію швидкого прототипного тестування алгоритмів керування асинхронними двигунами, яка включає в себе: сімейство контролерів на основі 32-х розрядних цифрових сигнальних процесорів з плаваючою комою TMS320F28335 та TMS320F28069, ряд дослідних зразків силових перетворювачів потужністю до 200 кВт; розроблене програмне забезпечення для контролерів на основі цифрових сигнальних процесорів, яке в режимі реального часу реалізує синтезовані алгоритми векторного керування координатами АД, розроблені та виготовлені експериментальні установки з двигунами потужністю від 0.75 кВт до 50 кВт.

Створена технологія швидкого прототипного тестування дозволила провести повномасштабні експериментальні дослідження синтезованих структур бездавачевого векторного керування та підтвердити досягнутий в них високий рівень показників якості керування координатами АД. При цьому, завдяки застосуванню концепції швидкого прототипного тестування, час, який необхідно затратити на проведення реального експерименту наближається до часу, який витрачається на проведення математичного моделювання. Результати експериментальних досліджень підтвердили результати математичного моделювання розроблених структур керування.

Виконано експериментальні дослідження впливу неідеальностей інвертора на процеси керування координатами асинхронних двигунів.

Запропоновано вдосконалений метод компенсації мертвого часу інвертора, що дозволило розширити практично досяжний діапазон регулювання кутової швидкості до рівня 1:100.

Розроблено, простий з точки зору практичної реалізації, алгоритм ідентифікації параметрів електричної частини асинхронного двигуна, який забезпечує асимптотичне оцінювання активного опору ротора, індуктивностей статора і ротора, а також індуктивності намагнічуючого контуру в системі адаптивного регулювання струмів статора при нерухомому роторі.

Розроблено, виготовлено та виконано експериментальне тестування дослідного зразка тягового електроприводу електробуса потужністю 100 кВт, в якому програмно реалізовано алгоритми енергоефективного векторного керування з максимізацією співвідношення момент-струм, а також типові для електричного транспорту функції автоматизації руху.

Результати роботи впроваджено: в серійних загальнопромислових асинхронних електроприводах потужністю від 15 до 100 кВт виробництва ТОВ «Енергоресурс», м. Львів; в дослідному зразку тягового електроприводу для перспективних моделей тролейбусів та трамвайних вагонів в ДП «Науково-дослідний та конструкторсько-технологічний інститут міського господарства», м. Київ; в дослідному зразку тягового електроприводу трамвайного вагону потужністю 180 кВт виробництва ПрАТ «Запорізький електроапаратний завод», м. Запоріжжя; в учбовий процес в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» при викладанні дисциплін «Моделювання електромеханічних систем», «Електромеханічні системи електричних транспортних засобів», «Цифрова обробка сигналів в електромеханічних системах».

**Ключові слова:** бездавачеве векторне керування, асинхронний двигун, спостерігач кутової швидкості, електромеханічна система.

## ABSTRACT

*Kovbasa S. M.* Development of the theory of sensorless vector control of electromechanical systems with induction motors. - Manuscript. Dissertation for the doctor of technical science degree in specialty 05.09.03 "Electrotechnical Complexes and Systems" (141 - Electric Power Engineering, Electrical Engineering and Electromechanics). – National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, 2020.

In the dissertation, the theory of analysis and synthesis of speed sensorless electromechanical systems with vector-controlled induction motors (IM) is developed. The obtained results taken together are a theoretical generalization and a new solution of an important scientific and applied problem of creating new methods of sensorless vector control for electromechanical systems with induction motors, which allow to provide the same with the sensed systems level of control performances.

In the first section, the analysis of existing methods of sensorless control and unmeasured coordinates estimation is performed. The experimental testing of existing industrial frequency converters from foreign manufacturers is carried out in order to determine achievable control performances. According to the results of analytical review and experimental testing, it is founded that most of the existing methods of sensorless vector control in electromechanical systems with induction motors do not fully meet the requirements of a large number of technological applications. Most of the existing solutions are based on assumptions that are not satisfied in practice. The majority of practically oriented algorithms, including implemented in commercial products by world manufacturers, do not have a rigorous theoretical justification and based on significant simplifications such as linearization, angular speed dynamics neglect, or uses operations that cannot be reliably implemented in practice (open loop integration, ideal differentiation). As a result of this approach, existing systems do not provide asymptotic speed and flux regulation, has a limited speed regulation range, may lose stability at low speeds, as

well as in the generator mode of operation, and has considerable sensitivity to electric machine parameters variations and voltage source inverter nonidealities.

In the second section, using the second Lyapunov method, the quasi-vector speed control algorithm is synthesized. Developed algorithm guarantees the asymptotic regulation of the rotor speed and the stator flux vector, as well as achieving of the asymptotic stator flux orientation under no-load operation condition. In the loaded state, the system remains locally stable in the stability region, which is defined by the values of the IM parameters.

The structure of the developed quasi-vector control algorithm provide possibility to form the improved static characteristics and to force the excitation of the IM during fully open control.

For the systems with higher requirements for dynamic performances, a modified quasi-vector control algorithm is developed. Under no-load condition of operation modified quasi-vector control provides asymptotic speed-flux trajectory tracking.

The developed algorithms of quasi-vector control are investigated by simulations and experimentally. It is shown that they are simple for practical implementation and allows to improve electromechanical system's static and dynamic performances with fully open loop control of the induction motor.

In the third section, a new concept of sensorless direct field oriented vector control of induction motor is developed. Developed concept form a theoretical background for the development of control algorithm synthesis methods. The main concept idea consist in the following: due to the nonlinear controller action, system's errors dynamics is formed as the decomposition of the original electromechanical object structure into three interconnected subsystems, whose stability and robustness properties provide for the composite system properties of the local exponential stability.

A new method of sensorless control synthesis for induction motor is developed. According to the proposed method the nonlinear controllers forms a resulting system's structure in the form of nonlinearly coupled subsystems: adaptive

speed estimation, mechanical and electromagnetic subsystem with properties of exponential stability under persistency of excitation conditions. Subsystems stability properties together with hierarchical time-scale dynamic separation guarantees for closed-loop composite system local exponential stability properties. As a result, robust to inverter nonidealities asymptotic speed-flux trajectory tracking together with asymptotic rotor flux orientation and speed-flux estimation is achieved.

Using the proposed method, the speed sensorless vector control algorithm is developed. Control algorithm is based on adaptive speed estimation and is rigorously theoretically justified. Proposed nonlinear controller guarantees asymptotic speed-flux trajectory tracking together with asymptotic rotor flux orientation, flux and variable speed estimation.

Unlike the existing solutions, the stabilization of the electromagnetic subsystem and the adaptive estimation of the rotor speed are carried out using the current estimation errors instead of current tracking errors. This approach provides possibility to improve of the stator current regulators by adding the components of the integral action, which provide improved robustness properties of the control system with respect to non-idealities of the inverter, in particular to the effects of dead time.

Using concept of direct rotor and stator field orientation, speed sensorless torque-flux vector control algorithms are developed. Proposed control structures provides asymptotic torque-flux tracking together with asymptotic field orientation, asymptotic flux and variable speed estimation.

In the fourth section, the influence of magnetization circuit nonlinearity on the control processes of induction motor is analyzed. Developed speed-sensorless vector control algorithm of induction motor where improved by taking into account the saturation of the magnetic system, which allow to increase the accuracy of speed-flux estimation and speed (torque) tracking in conditions of variable flux operation.

The speed sensorless vector control algorithm of induction motor with torque per Ampere ratio maximization (Maximum Torque Per Ampere - MTPA) is developed. Control algorithm is based on the feedback linearization technique and

guarantees asymptotic tracking of smooth torque (speed) trajectories together with torque per Ampere ratio maximization for constant or slowly varying torque references. A method of the flux reference calculation in the form of a dynamic torque function is developed. Proposed flux reference calculator provide possibility to maximize torque per Ampere ratio in both constant and variable torque operation conditions.

In the fifth section, the adaptive observer of induction motor stator currents and rotor fluxes is developed. Proposed observer under persistency of excitation conditions provides asymptotical estimation of constant or slowly varying rotor speed and rotor flux vector components.

Using developed adaptive observer and nonlinear separation principle direct field oriented vector control of induction generator is improved. Improved control algorithm provides local asymptotic flux and DC-link voltage regulation without direct speed measurement.

Results of experimental study and simulations confirms theoretical results.

In the sixth section, the technology of induction motor control algorithms rapid prototyping is developed. This technology includes: a family of controllers based on 32-bit floating-point digital signal processors TMS320F28335 and TMS320F28069; a number of manufactured experimental power converters; real-time software implementation of developed control algorithms for digital signal processor based controllers; designed and manufactured experimental rigs with induction motors in the power range from 0.75 kW to 50 kW.

The created technology of rapid prototyping allow to carry out full-scale experimental investigations of the developed sensorless control structures. Due to application of rapid prototyping approach, period, required for experimental investigation of new control algorithm is close to period required for simulations.

Results of experimental investigations confirm high performances of induction motor control in the electromechanical systems with developed sensorless control algorithms. The results of the experimental studies are close to the results simulations.



Experimental studies of the inverter nonidealities influence on the induction motor control is performed. An advanced algorithm of inverter dead time compensation has been proposed. It is shown experimentally, that proposed compensation algorithm in the developed speed sensorless control scheme provide speed regulation range extension to the level 1:100.

Induction motor parameters identification algorithm is developed and experimentally verified. Proposed identification algorithm is based on adaptive stator current regulation of motionless induction motor, simple for practical implementation and guarantees asymptotic identification of rotor active resistance, stator and rotor inductances, as well as the inductance of the magnetizing circuit.

Traction drive with rated power 100 kW for electric vehicles is developed, manufactured and experimentally tested. Speed sensorless torque-flux control algorithm with torque per Ampere maximization is implemented in digital controller as well as typical for electric vehicle automation functions.

The results of the work are implemented: in the series of general purposes industrial electrical drives with rated power from 15 kW to 100 kW, produced by LLC "Energoresurs," Lviv; in a prototype of a traction electric drive for perspective models of trolleybuses and tram cars at State Enterprise "Research, Design and Technological Institute of Urban Economy", Kyiv; in a prototype of a traction electrical drive for tram car with rated power of 180 kW produced by PJSC "Zaporizhzhia plant of electrical apparatus", Zaporizhzhia; in the educational process at the National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute" in teaching the subjects "Modeling and simulations of electromechanical systems", "Electromechanical systems of electric vehicles", "Digital signal processing in electromechanical systems".

**Keywords:** sensorless vector control, induction motor, angular speed observer, electromechanical system.

## Перелік публікацій здобувача за темою дисертації

### Монографія

1. Загірняк М.В., Клепиков В.Б., Ковбаса С.М., Михальський В.М., Пересада С.М., Садовой О.В., Шаповал І.А. Енергоефективні електромеханічні системи широкого технологічного призначення. Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2018. 310 с.

### Публікації у фахових виданнях:

2. Пересада С. М., Ковбаса С. М. Общетеоретическое решение задачи векторного управления асинхронными двигателями без измерения механических координат. *Технічна електродинаміка*. 2016. №1. С. 26 – 33. (Scopus).

3. Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Дымко С.С. Робастифицированное бездатчиковое векторное управление асинхронным двигателем на основе адаптивного наблюдателя пониженного порядка. *Технічна електродинаміка*. 2012. №2. С.81-82. (Scopus).

4. Peresada S., Kovbasa S., Prystupa D., Lyashevskyi S. Adaptive control of stator currents for self-comissioning of induction motor drives. *Технічна електродинаміка*. 2013. №5. С. 24 – 31. (Scopus).

5. Пересада С.М. Ковбаса С.Н., Трандафилов В.Н., Бовкунович В.С. Адаптивное к вариациям активного сопротивления ротора векторное управление асинхронным двигателем на основе нелинейного принципа разделения. *Технічна електродинаміка*. 2015. №1. С. 43–50. (Scopus).

6. Bozhko S., Dymko S., Kovbasa S. and Peresada S. M. "Maximum Torque-per-Amp Control for Traction IM Drives: Theory and Experimental Results," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 1, pp. 181-193, Jan.-Feb. 2017. (Scopus).

7. С. М. Пересада, С. М. Ковбаса, С. С. Димко, В. О. Благодір. Порівняльний аналіз енергетичної ефективності алгоритмів прямого векторного керування моментом асинхронних двигунів з максимізацією співвідношення момент-струм. *Технічна електродинаміка*. 2015. №4. С. 36 – 40. (Scopus).

8. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Онанко А. Ю. Выбор системы полеориентирования при векторном управлении асинхронными двигателями.

*Технічна електродинаміка*. 2014. №4. С.102-104. (Scopus).

9. Peresada S., Kovbasa S., Korol S., Zhelinskyi N. Feedback linearizing field-oriented control of induction generator: Theory and experiments. *Технічна електродинаміка*. 2017. №2. С. 48-56. (Scopus).

10. S.Peresada, S. Kovbasa, Y. Nikonenko, S. Bozhko Concept of experimental research for electrical vehicle electromechanical systems with hybrid energy storages. *Технічна електродинаміка*. 2018. №5. С. 57-60. (Scopus).

11. Пересада С. М. Ковбаса С. М., Благодір В. О. Умови персистентності збудження та формування заданого потокозчеплення в системах бездавачевого векторного керування асинхронними двигунами. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал*. Кременчук, 2015. Вип. 4/2015 (32). С. 18–24. (Index Copernicus)

12. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Бовкунович В. С. Грубое векторное управление моментом и потоком асинхронного двигателя. *Технічна електродинаміка*. 2010. №1. С. 60–66.

13. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Бовкунович В.С. Сравнительное экспериментальное тестирование алгоритмов косвенного векторного управления моментом асинхронного двигателя. *Технічна електродинаміка*. 2010. №2. С. 33–40.

14. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Бовкунович В.С. Адаптивный наблюдатель Матсусе: новый синтез, гарантирующий асимптотичность оценивания вектора потокозчепления и активного сопротивления ротора асинхронного двигателя. *Технічна електродинаміка*. 2010. №3. С.28 – 32.

15. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Серета А. Н. Аналитическое решение проблемы идентификации параметров асинхронного двигателя. *Вісник національного технічного університету "ХПІ"*. Харків, 2005. Вип. 45. С. 45–49.

16. Пересада С. М., Серета А. Н., Ковбаса С. Н. Экспериментальное тестирование алгоритмов идентификации электрических параметров асинхронных двигателей. *Інформаційний збірник "Промислова електроенергетика та електротехніка"*. 2005. № 3. С. 43–48.

17. Пересада С. М., Болотников А. Ю., Ковбаса С. Н. Основанный на принципе пассивности алгоритм векторного управления асинхронным

двигателем при питании со стороны ротора. *Технічна електродинаміка*. 2006. С. 83–88. Темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки».

18. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Крыжановский В. П., Бовкунович В. С. Система управления моментом асинхронного двигателя для тяговых электроприводов. *Інформаційний збірник "Промислова електроенергетика та електротехніка"*. 2007. №1. С. 66 -70.

19. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Болотников А. Ю., Бовкунович В. С. Основанный на принципе пассивности алгоритм отработки момента-потока при косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету*. Кременчук, 2007. Вип.3/2007, Ч.2. С.35 – 39.

20. Пересада С. М., Ковбаса С.Н., Болотников А.Ю., Крыжановский В.П. Система векторного управления угловой скоростью асинхронной машины двойного питания при использовании сети среднего напряжения. *Інформаційний збірник "Промислова електроенергетика та електротехніка"*. 2007. №6. С. 16-18.

21. Пересада С. М., Болотников А.Ю., Ковбаса С.Н., Крижановский В.П. Разработка алгоритмов векторного управления пуском, возбуждением и синхронизацией машины двойного питания и их экспериментальное тестирование. *Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки)*. Дніпродзержинськ, 2007. С. 399 – 402.

22. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Бовкунович В.С. Управление моментом и потоком асинхронного двигателя без использования информации о токах статора. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені М. Остроградського*. Кременчук, 2008. С. 88 – 92.

23. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Бовкунович В.С., Крижановский В.П. Унифицированный контроллер на основе DSP TMS320LF2406A для систем управления электроприводами. *Інформаційний збірник "Промислова електроенергетика та електротехніка"*. 2008. №4. С. 45 – 49.

24. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Бовкунович В.С. Адаптивное оценивание вектора потокосцепления асинхронного двигателя при неизвестных сопротивлениях статора и ротора. *Вісник національного технічного університету*

"ХІІІ". Харків, 2008. №30. С. 64–68.

25. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Бовкунович В.С. Сравнительное тестирование алгоритмов векторного и частотного управления моментом асинхронного двигателя в электромеханических системах пассажирского электротранспорта. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені М. Остроградського*. Кременчук, 2009. Вип. 4/2009. Ч. 1. С. 13-16.

26. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Бовкунович В.С. Экспериментальное тестирование адаптивного к вариациям активного сопротивления роторной цепи наблюдателя потокосцепления асинхронного двигателя. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. Київ, 2010. №25. С. 68 – 71.

27. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Малько М.П. Робастный алгоритм идентификации параметров асинхронного двигателя при неподвижном роторе. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені М. Остроградського*. Кременчук, 2010. № 1. С. 121 – 125.

28. Peresada S., Kovbasa S., Dymko S. Indirect field-oriented torque control of induction motors with maximum torque per amper ratio. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені М. Остроградського*. Кременчук, 2010. № 2. С. 33-36.

29. Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Глушенков В. А., Бовкунович В.С., Повышение эффективности векторно-управляемых электроприводов за счет робастификации и адаптации к вариациям активного сопротивления ротора. *Інформаційний збірник "Промислова електроенергетика та електротехніка"*. 2010. №5. С. 49-55.

30. Пересада С. М., Дымко С. С., Ковбаса С. М. Обобщенное решение задачи косвенного векторного управления моментом асинхронных двигателей с максимизацией соотношения момент-ток в статике. *Вісник національного технічного університету "ХІІІ"*. Харків, 2010. Вип. 28. С. 39–42.

31. Пересада С. М., Ковбаса С. М. Робастифицированное векторное бездатчиковое управление угловой скоростью асинхронного двигателя на основе адаптивного наблюдателя пониженного порядка. *Вісник національного технічного університету "ХІІІ"*. Харків, 2010. Вип. 28. С. 110–114.

32. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Онанко А. Ю. Обобщенный алгоритм частотного управления асинхронными двигателями. Часть 1: синтез на основе второго метода Ляпунова. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук, 2011. Вип. 2/2011 (14). С. 13 – 16.

33. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Онанко А. Ю. Обобщенный алгоритм частотного управления асинхронными двигателями. Часть 2: результаты тестирования. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук, 2011. Вип. 2/2011 (14). С. 17 – 21.

34. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Онанко А. Ю. Семейство алгоритмов отработки момента-потока асинхронного двигателя при косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. Одеса, 2011. №03 (79). С. 25 – 27.

35. Пересада С. М., Ковбаса С. М. Векторне бездатчикове керування моментом асинхронного двигуна з орієнтацією за вектором потокосцеплення статора. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. Вінниця, 2012. №1. С. 93 – 97.

36. С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, Д. Л. Приступа. Идентификация электрических параметров асинхронного двигателя на основе адаптивного наблюдателя полного порядка. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук, 2012. №4(20). С. 10 – 13.

37. Пересада С.М., С. Н. Ковбаса, А. Б. Воронко, Д. Л. Приступа Сравнительное экспериментальное тестирование систем бездатчикового управления асинхронными двигателями. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук, 2012. Вип.3/2012 (19). С. 137 – 141.

38. Ковбаса С. М., Воронко А. Б. Высокопроизводительный унифицированный контролер на основе DSP TMS320F28335 для электромеханических систем. *Вісник національного технічного університету "ХПИ"*. Харків, 2013. №36 (1009). С. 293 – 295.

39. S. Peresada, S. Lyshevsky, S. Kovbasa and M. Konoplinsky Identification Of Stator And Rotor Resistances Of Induction Motors. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. Одеса, 2013. Vol. 09(85). С. 7 – 15.

40. S. Peresada, S. Kovbasa, D. Prystupa Adaptive Stator Current Regulation for

Identification of Induction Motor Parameter. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук, 2013. Vol. 2/2013 (22). С. 10 – 16.

41. С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, Д. Л. Приступа Алгоритм идентификации электрических параметров асинхронного двигателя на основе адаптивного наблюдателя полного порядка: синтез и экспериментальное тестирование. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. Київ, 2013. №34. С.27 – 34.

42. Пересада С. М. Ковбаса С. М., Алисов А. С. Общетеоретическое решение задачи управления механическими координатами электромеханических систем без измерения токов приводных двигателей. *Вісник національного технічного університету "ХПІ"*. Харків, 2013. №36 (1009). С. 31–35.

43. С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, А. Б. Воронко Экспериментальное исследование статических и динамических характеристик алгоритмов регулирования момента для тяговых асинхронных электроприводов. *Наукові праці Вінницького національного технічного інституту*. Вінниця, 2013. № 4. С. 1 – 4.

44. Пересада С. М. Ковбаса С. Н., Благодир В. О., Дынник Т. В. Экспериментальное тестирование адаптивного наблюдателя параметров сети питания. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. Київ, 2014. № 37. С. 91-93.

45. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Трандафилов В. Н. Инвариантный к вариациям активного сопротивления ротора алгоритм прямого векторного управления асинхронными двигателями при питании от источника тока. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал*. Кременчук, 2014. Вип. 3/2014 (27). С. 10–19.

46. Peresada S., Kovbasa S., Pristupa D., Pushnitsyn D., Nikonenko Y. Nonlinear control of voltage source AC-DC and DC-DC boost converters. *Вісник національного технічного університету "ХПІ"*. Харків, 2017. Вип. 27 (1249). С.84-88.

47. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Желінський М. М. Експериментальне тестування системи робастного векторного керування асинхронним генератором, *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. Вінниця, 2018. № 3(138). С.62-68.

48. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Дымко С. С. Формирование заданного потокосцепления для алгоритмов векторного управления асинхронными двигателями с максимизацией соотношения момент-ток». *Вісник національного*

технічного університету "ХПІ". Харків, 2017. Вип. 27 (1249). С.43-47.

49. Ковбаса С. М., Пушніцина І. І. Дослідження впливу кривої намагнічування асинхронного двигуна на показники якості системи бездавачевого векторного керування. *Вісник Харківського національного технічного університету сільського господарства ім. Петра Василенка*. Харків, 2018. Вип. 195. С.127-129.

50. Ковбаса С. М., Дученко А. Ю. Аналіз впливу кривої намагнічування на процеси ослаблення поля в асинхронних векторно-керованих електроприводах, *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. Вінниця, 2017. №6. С. 60-65.

### **Матеріали конференцій:**

51. Peresada S., Kovbasa S., Prystupa D. and Lyshevski S. E. "Identification of induction motor parameters adaptively controlling stator currents," *IECON – 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vienna, 2013, pp. 8476-8481.

52. Peresada S., Kovbasa S. and Prystupa D. "Adaptive observers for self commissioning of induction motor drives: Theory and experiment," *2014 IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kiev, 2014, pp. 240-245.

53. Peresada S., Kovbasa S., Prystupa D. and Lyshevski S. E. "Identification of induction motor parameters for self-commissioning procedure: A new algorithm and experimental verification," *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Istanbul, 2014, pp. 818-823.

54. Peresada S., Kovbasa S., Trandafilov V. and Pyzhov V. "Sliding mode observer based control of induction motors: Experimental study," *2014 IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kiev, 2014, pp. 261-265.

55. Bozhko S., Dymko S., Kovbasa S. and Peresada S. "MTA control for traction IM drives: Theory and experimental results," *2015 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS)*, Aachen, 2015, pp. 1-6.

56. Peresada S., Kovbasa S., Dymko S. and Bozhko S. "Dynamic output feedback linearizing control of saturated induction motors with torque per Ampere ratio maximization," *2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power*



*Systems (IEPS)*, Kiev, 2016, pp. 1-6.

57. Peresada S., Kovbasa S., Korol S., Pechenik N. and Zhelinskyi N. "Indirect field oriented output feedback linearized control of induction generator," *2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kiev, 2016, pp. 1-5.

58. Bozhko S., Peresada S., Kovbasa S. and Zhelinskyi M. "Robust indirect field oriented control of induction generator," *2016 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, Toulouse, 2016, pp. 1-6.

59. Peresada S., Kovbasa S., Pushnitsyn D. and Zaichenko Y., "Two nonlinear controllers for voltage source AC-DC converter," *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kiev, 2017, pp. 462-467.

60. Peresada S., Kovbasa S., Zhelinskyi M. and Duchenko A., "Speed sensorless direct field oriented control of induction generator," *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kiev, 2017, pp.548-553.

61. Peresada S., Kovbasa S., Dymko S. and Bozhko S., "Maximum torque-per-amp tracking control of saturated induction motors," *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenichuk, 2017, pp. 72-75.

62. Bozhko S., Kovbasa S., Nikonenko Y. and Peresada S., "Direct vector control of induction motors based on rotor resistance-invariant rotor flux observer," *2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, Nottingham, 2018, pp. 1-6.

63. S. Peresada, M. Zhelinskyi, S. Kovbasa and S. Korol, "Indirect Field Oriented Control of The Saturated Induction Generators with Linear PI Regulators," *2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 138-143.

64. S. Peresada, Y. Nikonenko, S. Kovbasa, A. Kuznietsov and D. Pushnitsyn, "Rapid Prototyping Station for Batteries-Supercapacitors Hybrid Energy Storage Systems," *2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 826-831.

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ .....	28
ВСТУП.....	30
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ СТАНУ ПРОБЛЕМИ КЕРУВАННЯ КООРДИНАТАМИ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ НА ОСНОВІ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ БЕЗ ВИМІРЮВАННЯ МЕХАНІЧНИХ КООРДИНАТ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧ ДОСЛІДЖЕННЯ .....	40
1.1 Нелінійне керування в електромеханічних системах на основі асинхронних двигунів без вимірювання механічних координат.....	40
1.2 Ідентифікація параметрів асинхронних двигунів .....	51
1.3 Стан проблеми практичної реалізації систем бездавачевого векторного керування.....	55
1.4 Керування координатами асинхронних двигунів з максимізацією відношення момент-струм.....	60
1.5 Аналіз існуючих систем бездавачевого керування на основі результатів експериментального тестування серійних перетворювачів.....	64
1.5.1 Експериментальна установка.....	64
1.5.2 Результати експериментального тестування серійних систем бездавачевого векторного керування .....	65
Висновки по розділу 1 .....	73
РОЗДІЛ 2 БЕЗДАВАЧЕВЕ КЕРУВАННЯ КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА З ВИКОРИСТАННЯМ ЙОГО ПРИРОДНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ СТІЙКОСТІ .....	76
2.1 Математична модель асинхронного двигуна .....	77
2.2. Квазівекторне керування кутовою швидкістю.....	79
2.2.1 Постановка задачі керування .....	79
2.2.2 Конструювання алгоритму квазівекторного керування.....	81
2.2.3 Компенсація зниження критичного моменту на швидкостях нижче номінальної та форсування збудження .....	89

2.3 Квazівекторне керування з підвищеними показниками якості відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості.....	92
2.4 Дослідження алгоритмів квazівекторного керування методом математичного моделювання.....	97
2.5 Експериментальні дослідження алгоритмів квazівекторного керування	102
Висновки по розділу 2 .....	111
РОЗДІЛ 3 РОБАСТНЕ БЕЗДАВАЧЕВЕ ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ДВИГУНОМ НА ОСНОВІ АДАПТИВНОГО СПОСТЕРІГАЧА ПОВНОГО ПОРЯДКУ .....	113
3.1 Постановка задачі та концепція керування .....	113
3.2 Синтез алгоритму робастного бездавачевого векторного керування кутовою швидкістю .....	118
3.2.1 Спостерігач координат асинхронного двигуна повного порядк.....	118
3.2.2 Підсистема потокозчеплення при прямому полеорієнтуванні.....	120
3.2.3 Підсистема регулювання кутової швидкості .....	122
3.2.4 Коструювання контурів регулювання струму.....	123
3.2.5 Дослідження властивостей стійкості .....	125
3.2.6 Результуючі рівняння алгоритму робастного бездавачевого векторного керування .....	141
3.3 Дослідження алгоритму бездавачевого векторного керування кутовою швидкістю методом математичного моделювання .....	144
3.4 Експериментальні дослідження алгоритму бездавачевого векторного керування кутовою швидкістю .....	160
3.5 Алгоритм бездавачевого векторного керування моментом і потокозчепленням асинхронного двигуна при прямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора .....	172
3.5.1 Постановка задачі керування моментом і потокозчепленням асинхронного двигуна .....	173
3.5.2 Алгоритм керування електричною підсистемою та оцінювання кутової швидкості .....	174

3.5.3. Синтез підсистеми керування моментом .....	175
3.5.4 Аналіз стійкості алгоритму векторного керування моментом .....	176
3.5.5 Дослідження динамічних процесів методом математичного моделювання та на експериментальній установці .....	179
3.6 Алгоритм бездавачевого векторного керування моментом та потокозчепленням асинхронного двигуна при прямій орієнтації за вектором потокозчеплення статора .....	185
3.6.1 Постановка задачі керування .....	185
3.6.2 Синтез алгоритму керування електричною підсистемою .....	187
3.6.3 Дослідження алгоритму бездавачевого керування моментом з прямою орієнтацією за вектором потокозчеплення статора на експериментальній установці.....	194
Висновки по розділу 3 .....	197
РОЗДІЛ 4 БЕЗДАВАЧЕВЕ КЕРУВАННЯ КООРДИНАТАМИ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА З МАКСИМІЗАЦІЄЮ СПІВВІДНОШЕННЯ МОМЕНТ СТРУМ .....	199
4.1 Аналіз впливу кривої намагнічування на процеси керування в системі бездавачевого векторного керування .....	199
4.1.1 Модель асинхронного двигуна з врахуванням нелінійності кривої намагнічування .....	201
4.1.2. Процедура розрахунку індуктивності намагнічуючого контуру при керуванні з врахуванням кривої намагнічування .....	203
4.1.3 Верифікація моделі та дослідження впливу нелінійності кривої намагнічування на процеси керування .....	206
4.2 Алгоритм бездавачевого векторного керування з врахуванням кривої намагнічування .....	214
4.3 Алгоритм керування координатами асинхронного двигуна з максимізацією співвідношення момент-струм при вимірюванні кутової швидкості .....	219
4.3.1 Постановка задачі керування .....	219

4.3.2 Керування моментом-потокозчепленням при непрямому полеорієнтуванні .....	220
4.3.3 Керування моментом-потокозчепленням при прямому полеорієнтуванні .....	222
4.3.4 Формування заданого потокозчеплення з метою забезпечення умов МТРА оптимізації .....	224
4.3.5 Алгоритм керування моментом і потокозчепленням повного порядку	227
4.3.6 Керування з МТРА при врахуванні кривої намагнічування.....	231
4.3.7 Керування кутовою швидкістю з МТРА оптимізацією .....	237
4.4 Алгоритм бездавачевого керування координатами асинхронного двигуна з максимізацією співвідношення момент-струм .....	238
4.5 Дослідження алгоритмів векторного керування з максимізацією співвідношення момент-струм .....	238
4.5.1. Дослідження МТРА алгоритмів керування методом математичного моделювання.....	238
4.5.2 Експериментальні дослідження алгоритму керування моментом асинхронного двигуна з максимізацією співвідношення момент-струм без вимірювання механічних координат .....	243
Висновки по розділу 4 .....	257
<b>РОЗДІЛ 5 БЕЗДАВАЧЕВЕ ПОЛЕОРІЄНТОВАНЕ КЕРУВАННЯ КООРДИНАТАМИ АСИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА.....</b>	<b>259</b>
5.1. Розробка адаптивного спостерігача магнітного потоку та кутової швидкості .....	260
5.1.1. Постановка задачі оцінювання .....	260
5.1.2 Синтез спостерігача потокозчеплення ротора повного порядку за умови вимірювання кутової швидкості.....	262
5.1.3 Синтез адаптивного спостерігача при невідомій кутовій швидкості ротора .....	265
5.1.4 Дослідження динамічних процесів оцінювання кутової швидкості методом математичного моделювання .....	267

5.2 Розробка алгоритму регулювання напруги ланки постійного струму системи генерування енергії .....	269
5.2.1 Алгоритм керування електричною підсистемою асинхронного генератора.....	270
5.2.2 Регулятор напруги ланки постійного струму .....	273
5.3. Система векторного керування асинхронним генератором без вимірювання кутової швидкості .....	280
5.4 Дослідження алгоритму бездавачевого керування асинхронним генератором.....	281
Висновки по розділу 5 .....	284
<b>РОЗДІЛ 6 ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ СИСТЕМ БЕЗДАВАЧЕВОГО КЕРУВАННЯ.....</b>	<b>285</b>
6.1 Загальна функціональна схема бездавачевого асинхронного електроприводу.....	285
6.2 Керуючі контролери для реалізації алгоритмів векторного керування...	289
6.3 Розробка програмного забезпечення для практичної реалізації та промислового впровадження розроблених структур векторного керування	293
6.4 Експериментальні установки .....	306
6.4.1 Уніфіковані експериментальні установки з двигунами малої потужності.....	306
6.4.2 Опис експериментальної установки з асинхронними двигунами середньої потужності.....	308
6.5 Проблема компенсації мертвого часу інвертора.....	311
6.5.1 Механізм виникнення мертвого часу .....	313
6.5.2 Аналіз впливу мертвого часу на форму вихідного сигналу напруги....	317
6.5.3 Алгоритм компенсації мертвого часу .....	320
6.5.4 Експериментальні дослідження впливу мертвого часу на процеси керування асинхронним двигуном .....	322
6.6 Ідентифікація параметрів асинхронного двигуна для систем бездавачевого керування.....	338

6.6.1 Постановка задачі ідентифікації параметрів АД .....	340
6.6.2 Синтез алгоритму ідентифікації .....	341
6.6.3 Робастифікація алгоритму ідентифікації.....	344
6.6.4 Дослідження процесів ідентифікації параметрів асинхронного двигуна	346
6.7 Дослідний зразок тягового електроприводу потужністю 100 кВт .....	353
6.7.1 Опис дослідного зразка перетворювача.....	353
6.7.2 Експериментальне тестування системи векторного керування моментом електробусу .....	362
6.8 Дослідний зразок тягового електроприводу тролейбуса потужністю 180 кВт .....	367
6.8.1. Опис дослідного зразка тягового електроприводу .....	367
6.8.2 Результати експериментального тестування системи векторного керування моментом .....	369
6.8.3 Порівняльний аналіз показників якості регулювання моменту .....	379
Висновки по розділу 6 .....	382
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ .....	384
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	389
ДОДАТОК А. Список публікацій за темою дисертації та відомості про апробацію роботи.....	418
ДОДАТОК Б. Параметри електричних машин .....	428
ДОДАТОК В. Акти впровадження та використання результатів дисертаційної роботи .....	431

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АД – асинхронний двигун;

ЕМ – електрична машина;

ЕМС – електромеханічна система;

ЕТЗ – електричний транспортний засіб;

КМ – крива намагнічування

М – електромагнітний момент;

$M_c$  – момент навантаження;

t – час;

**u** – вектор керуючих дій;

**x** – вектор;

$\mathbf{x}^*$  – задане значення **x**;

$\hat{\mathbf{x}}$  – оцінене значення **x**;

$\tilde{\mathbf{x}}$  – похибка регулювання або оцінювання;

$\dot{\mathbf{x}}$  – похідна від **x** за часом;

$\|\bullet\|$  – Евклідова норма ( $\bullet$ );

$\varepsilon_0$  – кутове положення синхронної системи координат (d-q) відносно стаціонарної (a-b);

$\omega_0$  – кутова швидкість обертання синхронної системи координат;

$\omega$  – кутова швидкість ротора;

$\psi_1$  – вектор потокозчеплення статора;

$\psi_2$  – вектор потокозчеплення ротора.

$\mathbf{i}_1$  – вектор струму статора;

$\mathbf{i}_2$  – вектор струму ротора;

**u**<sub>1</sub> – вектор напруги статора;

$I_1$  – модуль струму статора;

$I_2$  – модуль струму ротора;

$P_a$  – активна потужність;



- $\Delta P$  – втрати активної потужності;
- $i_a, i_b$  – компоненти вектора струму статора в системі координат (a-b);
- $i_d, i_q$  – компоненти вектора струму статора в системі координат (d-q);
- $u_a, u_b$  – компоненти вектора напруги статора в системі координат (a-b);
- $u_d, u_q$  – компоненти вектора напруги статора в системі координат (d-q);
- $\psi_a, \psi_b$  – компоненти вектора потокозчеплення ротора в системі координат (a-b);
- $\psi_d, \psi_q$  – компоненти вектора потокозчеплення ротора в системі координат (d-q);
- $\tilde{\psi}$  – похибка відпрацювання оціненого потокозчеплення;
- $e_\omega$  – оцінена похибка відпрацювання кутової швидкості;
- $R_1$  – активний опір статора;
- $R_2$  – активний опір ротора;
- $L_1$  – індуктивність статора;
- $L_2$  – індуктивність ротора;
- $L_m$  – індуктивність намагнічуючого контуру;
- $J$  – момент інерції;
- $v$  – коефіцієнт в'язкого тертя;
- $p_n$  – число пар полюсів.

## ВСТУП

Електромеханічні системи (ЕМС) автоматичного керування різних технологічних призначень споживають більше ніж половину генерованої в світі електричної енергії, перетворюючи її в механічну енергію за допомогою електроприводів різних типів. При цьому частка енергії, що перетворюється за допомогою електроприводів змінного струму, перевищує 90%, з яких більш як 80% належить асинхронним двигунам (АД). Значне поширення асинхронних двигунів зумовлене простотою їх конструкції, низькою вартістю, високою надійністю, а в останні десятиріччя значним розвитком теорії керування цим типом двигунів та засобів силової електроніки.

Постійне зростання загального рівня технологічного розвитку та вимог до якості і вартості продукції, а також стрімкий розвиток електромобільності, ставить перед світовими науковими школами нові задачі для подальшого підвищення якості керування, енергетичної ефективності та надійності електромеханічних систем.

Значний внесок у розвиток методів керування асинхронними двигунами зроблено закордонними та вітчизняними науковцями, такими як: О. В. Садовой, А. О. Лозинський, І. З. Щур, О. П. Чорний, Л. І. Мазуренко, J. Holtz, T. Lipo, P. Vas, D. Novotny, K. Rajashekara, A. Kawamura, K. Matsuse, H. Kubota, M. Kazmierkowski, R. Marino, R. Lorenz, M. Bodson та інші.

### **Обґрунтування вибору теми дослідження.**

Основною метою більшості електроприводів є узгоджене керування координатами технологічних об'єктів з метою забезпечення вимог технологічного процесу. Оскільки показники якості керування координатами електроприводів значною мірою визначають продуктивність устаткування, якість продукції та впливають на показники енерго і ресурсозбереження, то зростаючі вимоги до кінцевої продукції та її собівартості вимагають постійного їх вдосконалення. Враховуючи домінуючу частку асинхронних електроприводів в індустріальному, комунальному, сільськогосподарському

та транспортних секторах економіки, принциповим є вирішення проблеми підвищення показників якості керування та енергетичної ефективності електромеханічних систем з асинхронними електродвигунами, які є нелінійними багатовимірними об'єктами з частково вимірюваним вектором стану, що знаходяться під дією координатних та параметричних збурень. Загалом ця задача може вважатися вирішеною для ЕМС з високою точністю керування вихідними координатами (металообробка, робототехніка, системи позиціонування), в яких використовується векторне полеорієнтоване керування на основі інформації про механічні координати електродвигуна. Між тим в найбільш значимих як по кількості, так і по перетворюваній потужності ЕМС технологічних об'єктів з низькими та середніми вимогами до статичних та динамічних показників якості керування координат (турбомеханізми, підйомно-транспортні системи, екструзійне устаткування, прокатне виробництво та ін.) безпосереднє отримання інформації про механічні координати не передбачається або є недоцільним, що обумовлено вимогами надійності, конструктивними особливостями, а при малих потужностях також економічними факторами. Структура системи без давача швидкості (бездавачеві системи) визначає найбільш складну постановку задачі керування об'єктами, в яких повний вектор регульованих координат електромеханічного перетворювача (механічні та електромагнітні координати) не є вимірюваним, тобто в умовах неповної інформації про технологічний об'єкт, частина параметрів якого додатково може бути невизначеною.

Методи керування, що впроваджені в комерційних виробках для цього класу технологічних застосувань, значною мірою не мають строгого теоретичного обґрунтування, а за показниками якості керування координатами електромеханічного перетворювача та технологічного об'єкта не задовольняють вимогам значної кількості технологічних застосувань. Це обумовлює актуальність розвитку та вдосконалення теорії векторного

керування електромеханічними системами на основі АД без вимірювання механічних координат, чому і присвячена дана дисертаційна робота.

В роботі розглядається науково-прикладна проблема відпрацювання заданих траєкторій зміни механічних координат електромеханічної системи (моменту, кутової швидкості) та модуля вектора потокозчеплення з одночасним асимптотичним полеорієнтуванням в умовах, коли механічні координати та компоненти вектора потокозчеплення недоступні для вимірювання. Вирішення цієї проблеми в системах бездавачевого керування АД дозволяє задовольнити вимоги більшості технологічних застосувань електромеханічних систем до показників якості керування механічними координатами, використовувати енергетично ефективні алгоритми керування потокозчепленням електромеханічного перетворювача, не впливаючи при цьому на процеси регулювання механічних та технологічних координат електромеханічних систем автоматичного керування.

### **Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.**

Дослідження за темою дисертаційної роботи виконувалися на кафедрі автоматизації електромеханічних систем та електроприводу Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» за темами, які фінансувалися Міністерством освіти і науки України: «Основи теорії вискоефективних систем автоматичного керування складними технологічними об'єктами з векторно-керованими електродвигунами» (№ ДР 0106U002145, 2006 – 2008 рр.), "Основи теорії адаптивних електромеханічних систем автоматичного керування з векторно-керованими електродвигунами змінного струму в умовах неповної інформації" (№ ДР 0109U001826, 2009 – 2011 рр.), «Основи теорії векторно-керованих електромеханічних систем змінного струму з кінематичною парою кочення» (№ ДР 0112U002404, 2012 – 2014 рр.), «Методи робастного адаптивного керування електромеханічними системами з підвищеними динамічними та енергетичними показниками» (№ ДР 0115U000381, 2015 – 2017 рр.), «Розробка енергоефективної електромеханічної системи електробусу на основі адаптивного

векторно-керованого асинхронного електроприводу з акумуляторно-суперконденсаторним живленням» (№ ДР 0117U004284, 2017 – 2018 рр.), а також в рамках виконання госпрозрахункових договорів: «Розробка програмного забезпечення блоку керування дослідного зразка тягового електроприводу та дослідження його характеристик» (№ ДР 01080007544, замовник Науково-дослідний та конструкторсько-технологічний інститут міського господарства, м. Київ, 2010 р.), «Розробка системи керування тягового електроприводу трамвайного вагону» (договір № 478 від 01 липня 2016 р., замовник ПрАТ «Запорізький електроапаратний завод»). Частина досліджень виконувалася в рамках міжвузівського співробітництва з Університетом Ноттінгема (Великобританія) за напрямом «Векторне керування координатами асинхронного двигуна з максимізацією відношення момент-струм», а також Університетом прикладних наук Гессена (Німеччина) за напрямом «Системи векторного керування асинхронними двигунами з підвищеними показниками якості керування та енергетичної ефективності». При виконанні науково-дослідних робіт автор розробив нові структури систем векторного керування механічними та електромагнітними координатами асинхронного двигуна, концепцію та метод синтезу бездавачевого векторного керування при прямому полеорієнтуванні, виконав практичну реалізацію та експериментальне тестування розроблених структур керування, керував розробкою, виготовленням та експериментальним тестуванням дослідних зразків електроприводів для промислового впровадження, а також виконував функції відповідального виконавця та керівника проектів.

**Мета і задачі дослідження.** Метою роботи є розвиток теорії синтезу та аналізу бездавачевих електромеханічних систем з векторно-керованими асинхронними електродвигунами, спрямований на підвищення їх динамічних та статичних характеристик шляхом застосування методів нелінійного та адаптивного керування.

Для досягнення поставленої мети вирішувалися такі основні задачі:

– аналіз існуючих методів бездавачевого векторного керування (БВК) координатами асинхронних двигунів, в тому числі реалізованих в серійних електроприводах, з метою визначення їх досяжних показників якості керування та обґрунтування необхідності вирішення науково-прикладної проблеми, що розглядається в роботі;

– аналіз природних властивостей стійкості асинхронного двигуна та розробка методів квазівекторного керування кутовою швидкістю, максимально простих з точки зору практичної реалізації;

– розробка нової концепції векторного керування координатами асинхронних двигунів при неповній інформації про вектор стану;

– розробка нового методу синтезу алгоритмів векторного керування асинхронними двигунами без вимірювання механічних координат;

– розробка методу оцінювання невимірюваних механічних координат АД на основі інформації про струми та напруги статора;

– вирішення основних задач керування координатами електромеханічних систем з асинхронними двигунами на основі розроблених методів синтезу та оцінювання;

– розробка пакету моделюючих програм та дослідження розроблених структур векторного керування методом математичного моделювання;

– створення апаратних та програмних засобів для практичної реалізації систем бездавачевого векторного керування АД;

– проведення експериментальних досліджень та промислове впровадження.

*Об'єкт дослідження* – процеси керування координатами в електромеханічних системах на основі асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором без вимірювання механічних координат.

*Предмет дослідження* – методи аналізу та синтезу алгоритмів векторного керування електромеханічними системами на основі асинхронних двигунів без вимірювання механічних координат.

*Методи досліджень.* Викладені в роботі результати отримані з використанням методів сучасної нелінійної теорії керування таких як: лінеаризація зворотним зв'язком, другий метод Ляпунова, адаптивне керування, теорія сингулярно вироджених систем, а також методів математичного та фізичного моделювання.

### **Наукова новизна отриманих результатів.**

1. Розроблено нову концепцію прямого векторного керування регульованими координатами асинхронних двигунів: вектором потокозчеплення і кутовою швидкістю в умовах їх невимірюваності, яка є загальнотеоретичною основою для розробки методів синтезу алгоритмів керування і полягає в тому, що за рахунок дії нелінійного керування цілеспрямовано формується декомпозиція вихідної структури електромеханічного об'єкта на три зв'язані підсистеми, властивості стійкості і робастності яких забезпечують композитній системі локальну експоненційну стійкість.

2. Розроблено новий метод синтезу векторних керувань асинхронними машинами без вимірювання механічних координат, які формують композитну структуру у вигляді нелінійно зв'язаних підсистем адаптивного оцінювання кутової швидкості, механічної та електромагнітної з властивостями експоненційної стійкості і ієрархічним розділенням у часі динамічних процесів, що, за умов персистентності збудження, гарантує замкненій композитній системі локальну експоненційну стійкість, завдяки чому вперше забезпечується робастне до неідеальностей інвертора відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості і модуля вектора потокозчеплення з одночасним асимптотичним полеорієнтуванням.

3. Розроблено новий метод розімкненого квазівекторного керування асинхронним двигуном (без вимірювання струмів і кутової швидкості), який за рахунок формування нелінійних компенсуючих складових, синтезованих з використанням другого методу Ляпунова, забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій зміни кутової швидкості та модуля вектора

потокозчеплення в умовах відсутності навантаження, а також локальну стійкість у навантаженому стані в області, яка визначається параметрами АД.

4. Вперше розроблено метод адаптивного оцінювання сталої або такої, що повільно змінюється, кутової швидкості та потокозчеплень ротора асинхронної машини, який на основі запропонованої форми функції Ляпунова та спеціального перетворення координат дозволяє подолати проблему нелінійної параметризації в рівняннях моделі АД, виходи яких не вимірюються, і завдяки цьому синтезувати адаптивний спостерігач вектора потокозчеплення ротора з властивістю локальної експоненційної асимптотичної стійкості за умов персистентності збудження.

5. Вдосконалено метод прямого полеорієнтованого векторного керування асинхронним генератором шляхом побудови адаптивної системи, яка базується на використанні адаптивного спостерігача потокозчеплення та кутової швидкості ротора по п.4 та нелінійного принципу розділення, завдяки чому вперше забезпечується локальне асимптотичне регулювання напруги в ланці постійного струму, а також відпрацювання модуля вектора потокозчеплення ротора без вимірювання кутової швидкості.

6. Вдосконалено метод бездавачевого векторного керування моментом з максимізацією співвідношення момент-струм шляхом врахування насичення магнітної системи двигуна, а також формування заданого потокозчеплення як динамічної функції моменту, що вперше дозволило забезпечити його асимптотичне відпрацювання як в статиці, так і в динаміці в усьому діапазоні зміни моменту.

### **Практичне значення отриманих результатів.**

1. Розвинуто теорію синтезу систем БВК асинхронними двигунами, що дозволило підвищити показники якості регулювання координат в широкому ряді промислових механізмів, в яких застосовуються різні модифікації частотного керування. В електромеханічних системах середньо -динамічних застосувань реалізовано можливість забезпечення необхідного рівня показників якості регулювання механічних координат без встановлення



датчика швидкості, що підвищує їх надійність, зменшує вартість і витрати на обслуговування.

2. Структура алгоритму квазівекторного керування забезпечила можливість формування покращених статичних і динамічних характеристик, а також форсування процесів збудження асинхронної машини при повністю розімкненому керуванні, що дозволило розширити сферу використання розімкнених систем керування асинхронними двигунами.

3. Розроблені алгоритми бездавачевого керування асинхронним генератором дозволили підвищити надійність та знизити вартість систем генерування електричної енергії на їх основі.

4. Алгоритми бездавачевого керування з максимізацією відношення момент-струм та врахуванням кривої намагнічування дозволили створити тягові електроприводи для електричного транспорту з покращеними енергетичними та динамічними характеристиками.

5. Розроблена технологія швидкого прототипного тестування алгоритмів керування асинхронними двигунами, яка включає в себе пакет моделюючих програм, сімейство контролерів на основі цифрових сигнальних процесорів (TMS320F28335, TMS320F28069) та програмне забезпечення для них, а також ряд експериментальних стендів з асинхронними двигунами в діапазоні потужностей від 0.75 до 50 кВт, дозволяє виконувати практичну реалізацію та експериментальні дослідження нових структур керування в лабораторних умовах в терміни, які співрозмірні з термінами проведення математичного моделювання.

6. Розроблено, виготовлено та експериментально протестовано ряд систем БВК потужністю до 240 кВт, в тому числі три дослідні зразки тягового електроприводу з покращеними динамічними та енергетичними характеристиками для використання в тролейбусах, трамваях та електробусах.

7. Результати роботи впроваджено: в серійних загальнопромислових асинхронних електроприводах потужністю від 15 до 100 кВт виробництва ТОВ «Енергоресурс», м. Львів; в дослідному зразку тягового електроприводу

для перспективних моделей тролейбусів та трамвайних вагонів в ДП «Науково-дослідний та конструкторсько-технологічний інститут міського господарства», м. Київ; в дослідному зразку тягового електроприводу трамвайного вагона потужністю 180 кВт виробництва ПрАТ «Запорізький електроапаратний завод», м. Запоріжжя; в учбовий процес в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» при викладанні дисциплін «Моделювання електромеханічних систем», «Електромеханічні системи електричних транспортних засобів», «Цифрова обробка сигналів в електромеханічних системах».

**Особистий внесок здобувача.** Дисертація є самостійно виконаною науковою роботою, в якій викладено авторський підхід до розробки концепції прямого векторного керування координатами асинхронних двигунів в умовах неповної інформації; розробки методу синтезу систем бездавачевого векторного керування; розробки методу адаптивного оцінювання невимірюваної кутової швидкості; вирішення основних задач керування координатами електромеханічних систем з асинхронними двигунами на основі розроблених методів синтезу та оцінювання. Внесок автора в роботи, опубліковані у співавторстві, конкретизовано в списку публікацій.

**Апробація результатів дисертації.** Основні положення дисертаційної роботи доповідалися і обговорювалися на міжнародних науково-технічних конференціях: «39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society», IECON-2013 (Vienna, Austria, 2013), «IEEE International Symposium on Industrial Electronics», ISIE-2014 (Istanbul, Turkey, 2014), «IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles, ESARS-2015», (Aachen, Germany, 2015), «Combined Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference», ESARS-IETEC (Toulouse, France, 2016, Nottingham, UK, 2018), «International Conference on Intelligent Energy and Power Systems», IEPS (Kyiv, Ukraine, 2014, 2016), «IEEE

First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering», UKRCON (Kyiv, Ukraine, 2017), «Modern electrical and energy systems», «IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology», ELNANO (Kyiv, Ukraine, 2019), MEES-2017 (Kremenchuk, Ukraine, 2017), «IEEE 6th International conference on Energy Smart Systems» (Kyiv, Ukraine, 2019), International workshop Advanced Control in Power Systems and Drives (Friedberg, Germany, 2016, 2017, 2018), «Проблеми сучасної електротехніки» (Київ, 2006, 2014, 2018, Вінниця 2012), «Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика» (Харків, 2005, 2007 – 2013, 2017), «Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика» (Кременчук, 2007 – 2013, 2015), «Інтелектуальні енергетичні системи» (Київ, 2017), «Оптимальне керування електроустановками» (Вінниця, 2011, 2013, 2015, 2017).

**Публікації.** За результатами досліджень опубліковано 64 наукові праці, у тому числі 1 монографія, 49 статей у наукових фахових виданнях (з них 1 стаття у виданнях іноземних держав, 9 у виданнях України, які включені до міжнародних наукометричних баз), 14 тез доповідей в збірниках матеріалів конференцій.

**Структура та обсяг дисертації.** Дисертація складається із змісту, переліку умовних скорочень, вступу, 6 розділів, висновків, списку використаної літератури із 238 найменувань та 3 додатків. Загальний обсяг роботи становить 435 сторінок, у тому числі 290 сторінок основного тексту, 184 рисунки та 4 таблиці.

## РОЗДІЛ 1

### АНАЛІЗ СТАНУ ПРОБЛЕМИ КЕРУВАННЯ КООРДИНАТАМИ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ НА ОСНОВІ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ БЕЗ ВИМІРЮВАННЯ МЕХАНІЧНИХ КООРДИНАТ.

#### ПОСТАНОВКА ЗАДАЧ ДОСЛІДЖЕННЯ

##### 1.1. Нелінійне керування в електромеханічних системах на основі асинхронних двигунів без вимірювання механічних координат

Системи векторного керування координатами асинхронних двигунів [1], [2] на сьогодні є стандартним рішенням в промисловості, транспорті, комунальному господарстві та інших сферах людської діяльності. Згідно типової структури сучасної системи керування АД, рис. 1.1, її вхідними сигналами є завдання на модуль вектора потокозчеплення та одну з механічних координат (момент, кутову швидкість або положення). На основі сигналів завдання та виміряних значень струмів і кутової швидкості ротора алгоритм керування асинхронним двигуном формує вектор напруги, яка прикладається до статора двигуна за допомогою транзисторного перетворювача з ШІМ. Підсистема полеорієнтування може бути прямою (з використанням спостерігачів вектора потокозчеплення) або непрямою (з формуванням динамічної поведінки кутового положення синхронної системи координат (d-q) відносно стаціонарної (a-b)).

В покращених системах векторного керування додатково вирішується проблема параметричних збурень АД за рахунок застосування методів робастного, інваріантного та адаптивного керування, здійснюється врахування кривої намагнічування, а також виконується оптимізація керування з метою мінімізації втрат активної потужності, максимізації співвідношення момент-струм, тощо.

Бездавачеве векторне керування АД передбачає відмову від використання фізичного датчика швидкості [4 – 7]. Для здійснення полеорієнтування та регулювання координат в структуру системи вводиться спостерігач, який на основі інформації про струми і напруги статора забезпечує оцінювання невимірюваної кутової швидкості, рис. 1.2.

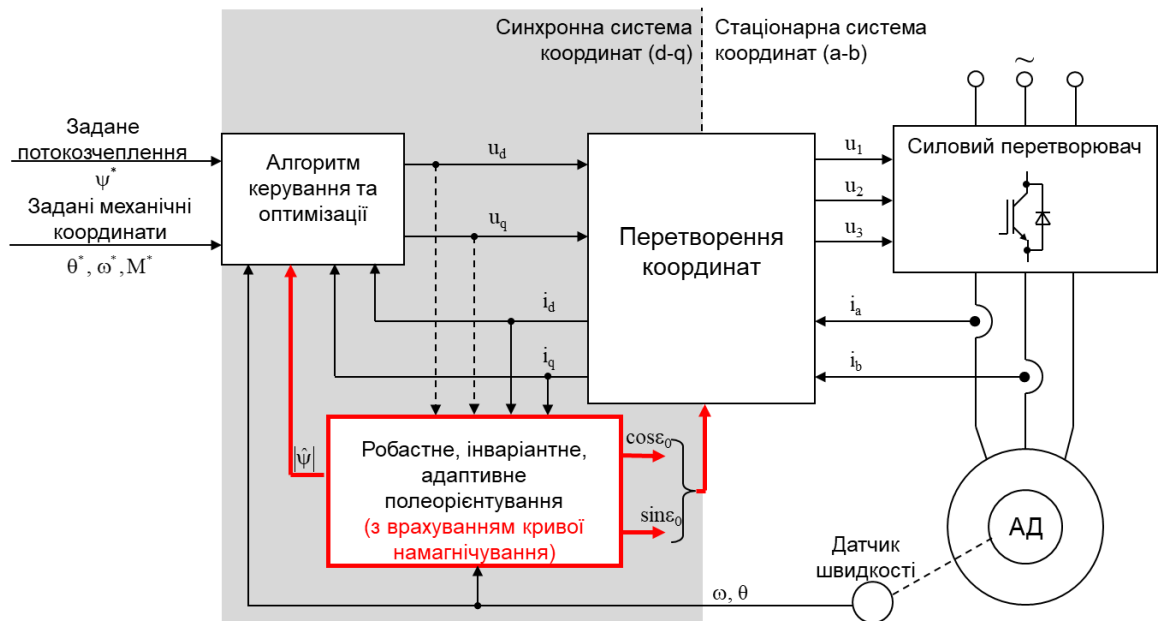


Рис. 1.1. Типова структура системи векторного керування асинхронним двигуном з вимірюванням кутової швидкості

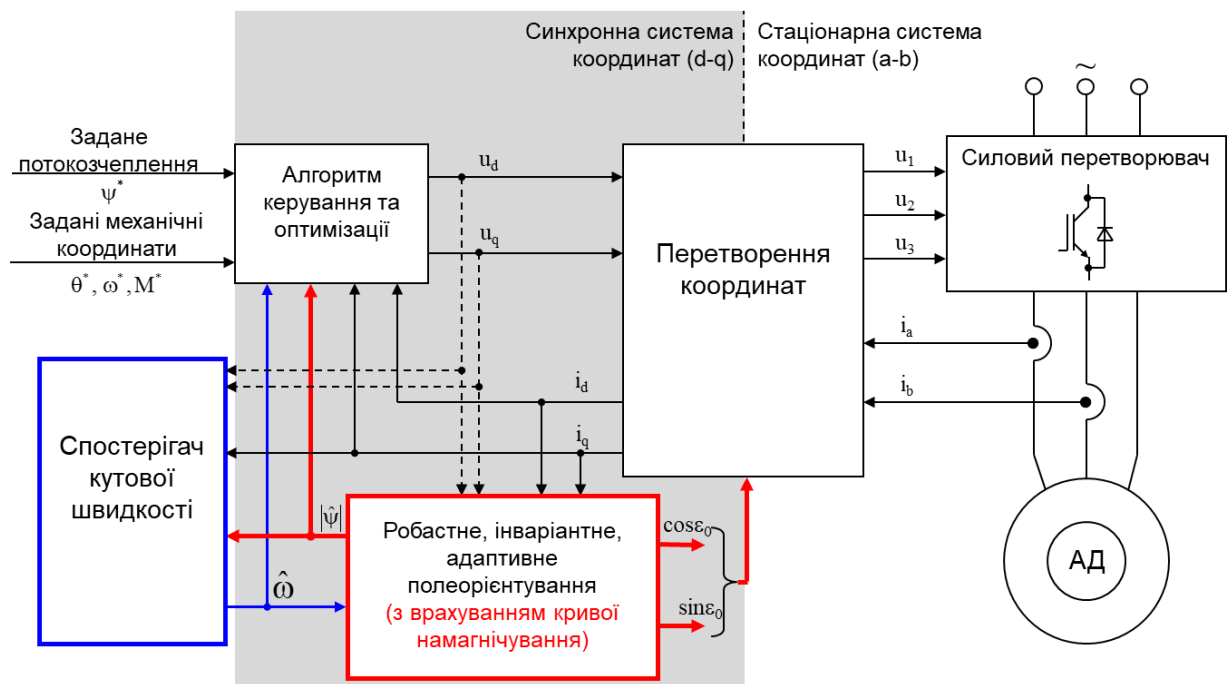


Рис. 1.2. Типова структура системи бездавачевого векторного керування асинхронним двигуном

Вирішенню проблеми бездавачевого керування асинхронним двигуном присвячено велику кількість досліджень, починаючи з 1980-х років. Повномасштабні огляди та аналіз стану досліджень за цією проблематикою може бути знайдено у [1 – 11].

Необхідно відмітити, що з практичної точки зору бездавачеве керування, так як і інші нові методи, можуть бути прийняті до реального впровадження за умови, що вони не ведуть до збільшення вартості або зусиль по впровадженню.

Таким чином, відмова від давача швидкості є прийнятною лише тоді, коли вона не веде до суттєвого збільшення вимог до обчислювальної потужності керуючих пристроїв, або встановлення додаткових давачів, наприклад, напруги статора. При цьому безумовно передбачається, що в бездавачевому керуванні буде застосовуватись стандартна асинхронна машина. Тому, будь-які модифікації конструкції ротора АД чи обмоток статора або є неприйнятними, або вимагають ретельного обґрунтування.

Іншою головною вимогою до бездавачевої системи керування є наявність процедури ініціалізації системи при її запуску в експлуатацію. Головним чином це відноситься до початкової ідентифікації параметрів електромеханічного перетворювача, бажано з мінімальною кількістю «ручних» операцій, або повністю автоматично в умовах стоячого двигуна.

В ряді випадків відмова від давача механічних координат не є прийнятним рішенням. Деякі технологічні установки, наприклад, пакувальні машини використовують, так званий, електричний редуктор для синхронізації декількох валів обертання та їх коректної взаємодії. Дискретні давачі механічних координат легко забезпечують вирішення такої задачі, в той час як використання бездавачевих систем є проблематичним. В багатьох технологічних використаннях електропривод є частиною контурів регулювання швидкості або положення, тому інформація з давача швидкості (положення) дає інформацію про реальний стан регульованої технологічної координати. У цьому випадку заміна вимірюваної механічної координати на її оцінене значення вимагає, щоб показники точності регулювання технологічної координати не погіршувалися.

Досягнення високих динамічних показників електроприводів в системах векторного полеорієнтованого керування (або прямого керування моментом – DTC – Direct Torque Control) [10], [12] вимагає інформації про кутове положення (кутову швидкість) в усьому діапазоні змін швидкостей, включаючи ну-

льову. Вимоги безпеки також можуть регламентувати необхідність використання давачів механічних координат.

Таким чином, використання давача швидкості є обов'язковим для значної кількості технологічних використань.

Головною мотивацією розробки та впровадження бездавачевих алгоритмів є зниження вартості обладнання. При цьому необхідно розглядати не тільки вартість самого давача швидкості, але і його механічного та електричного монтажування. Необхідно відмітити, що АД стандартного використання не передбачають встановлення давача кутового положення.

При повномасштабному обґрунтуванні важливо враховувати також показники надійності та їх вплив на термін напрацювання електромеханічної системи. Давач швидкості знижує надійність електричної машини не тільки виходячи із ступеня її захисту, але й рівня електромагнітної сумісності, механічних коливань, максимальної швидкості та температури.

Деякі з інших факторів роблять установку давача швидкості не простою задачею. Це відноситься до двигунів з порожнистим ротором, механізмів, які піддаються значним вібраційним впливам, а також при роботі в агресивних середовищах.

Бездавачеві алгоритми також можуть розглядатися як резервні при виході із ладу давачів механічних координат. Плавний перехід від давачевого до бездавачевого керування підвищує властивості життєздатності установок до моменту їх ремонту.

У порівнянні з частотно-керованими електроприводами, бездавачеві системи векторного керування забезпечують не тільки більш високі динамічні характеристики, але й можливість більш точного та розв'язаного відносно механічних координат регулювання модуля вектора потокозчеплення. Завдяки цьому забезпечується підвищення енергетичної ефективності електромеханічного перетворення енергії.

Важливо зауважити, що очікувати від бездавачевого керування таких же динамічних та статичних характеристик, як у випадку систем векторного керу-

вання з давачем, неможливо. Це в більшій мірі відноситься до діапазону малих швидкостей. Між тим вимоги до показників якості при малих швидкостях дещо послаблюються, оскільки значна кількість технологічних об'єктів має робочі швидкості вищі ніж 20 – 30 % від номінальної. В таких електромеханічних системах достатньо забезпечити повний момент (стартовий) двигуна для виходу в зону робочих швидкостей. Цим пояснюється, що в найневибагливіших відносно якості керування використаннях таких, як турбомеханізми, системи опалення, вентиляції та кондиціонування у першому наближенні можуть працювати найпростіші бездавачеві електроприводи, які мають частотне керування.

Більш високих показників якості керування вимагають підйомно-транспортні системи, крани, конвеєри, машини у виробництві пластмас, паперу, металургії та текстильній галузі, деякі компресори та глибинні насоси.

Стандартне частотне керування АД із різними законами  $U/f$ , автором якого є Костенко М. П. [13], може розглядатися як найпростіше бездавачеве керування. Розвиток систем частотного керування продовжується і в теперішній час [14 – 16]. Сучасна трактовка частотного керування наведена в [17– 20].

Головною перевагою частотного керування є простота його реалізації та впровадження на реальних установках. У найпростішому вигляді для запуску в експлуатацію достатньо знати номінальні дані двигуна. Більш складніші алгоритми вимагають інформації про параметри статорного кола АД, які можна отримати шляхом простих автоматизованих тестів. У випадку, коли параметри моделі АД відомі, то можлива корекція статичних характеристик у зоні низьких швидкостей [14–16], [18]. При цьому сучасна квазівекторна трактовка частотного керування дозволяє більш цілеспрямоване формування статичних характеристик, особливо в діапазоні малих швидкостей.

Відносно свого оригінального формулювання, сучасні системи частотного керування мають дещо покращені статичні та динамічні характеристики, але головні їх недоліки визначаються методом керування, який відноситься до скалярного і тому не забезпечує: асимптотичності відпрацювання кутової швидкості та моменту; наперед заданих динамічних показників якості керування; ши-



рокий діапазон регулювання кутової швидкості; номінальний або більший момент на низьких швидкостях.

Як було зазначено, системи частотного керування по суті стали першими бездавачевими електроприводами, властивості яких визначаються виключно натуральними властивостями стійкості асинхронного двигуна. Сучасна класифікація систем бездавачевого керування передбачає, що частотне керування АД створює окремий клас електромеханічних об'єктів, в той час як до бездавачевих відносяться лише векторні методи керування.

Згідно оглядових матеріалів, узагальнень та монографій [1– 11], [21 – 23] основні внески в розвиток теорії бездавачевого керування концентруються у трьох основних напрямках: використання неідеальностей АД (явнополюсності, насичення магнітного контуру та інших) з фундаментальним збудженням та інжекцією додаткових сигналів [24–29], розширені фільтри Калмана [30–37] та теорія адаптивних систем, в тому числі використання Model-Reference Adaptive System (MRAS) [38 – 46].

Перший підхід може бути ефективним, коли для керування необхідне кутове положення, другий має відомі недоліки фільтрації Калмана такі, як складність використання та налаштування у суттєво нелінійних випадках. Інтерес до використань з середніми, та можливо високодинамічними вимогами, концентрується в третьому напрямі.

З позицій сучасної теорії бездавачевого керування відноситься до класу адаптивного керування нелінійними багатовимірними об'єктами з повністю невимірюваним вектором регульованих координат (кутова швидкість та модуль вектора потокозчеплення). При цьому тільки дві (струми статора) з п'яти змінних стану доступні до вимірювання, а кутова швидкість та компоненти вектора потокозчеплення не вимірюються. Проблема керування також ускладнюється тим, що модель АД піддається дії невідомих координатних та параметричних збурень, основними з яких є варіації параметрів моделі та невідомий момент навантаження. Важливо також відмітити, що ці збурення входять в праву частину рівнянь, виходи яких не вимірюються, тобто регульовані координати не

тільки не вимірюються, але й мають невідому похідну. У зв'язку з цим жоден з існуючих аналітичних методів не може бути безпосередньо використаний для вирішення проблеми бездавачевого керування АД.

Технічно орієнтовані підходи, що формуються значною кількістю технічних рішень, базуються здебільшого на принципі розділення при використанні типових алгоритмів полеорієнтованого керування або DTC у сукупності зі спостерігачем потокозчеплення та кутової швидкості.

В [38] автори запропонували спостерігач потокозчеплення ротора, який є адаптивним до змін активного опору роторного кола. Оскільки кутова швидкість входить в рівняння динаміки АД подібно до активного опору ротора, то спостерігач такого типу також можна використовувати для оцінювання кутової швидкості, яка при цьому розглядається як постійний параметр. Результати [39], [40] є комбінацією цих двох спостерігачів. Для конструювання алгоритмів ідентифікації у [38–40] використано спрощений аналіз стійкості за Ляпуновим. В подібних умовах, тобто при постійній кутовій швидкості, в [47] синтезовано спостерігач потокозчеплення та кутової швидкості на основі строгого аналізу стійкості за Ляпуновим. Результати моделювання та експериментального тестування підтверджують працездатність цього рішення.

Критерій абсолютної стійкості використано в [48] для оцінювання кутової швидкості в умовах припущення, що компоненти вектора потокозчеплення статора можуть бути розраховані шляхом прямого розімкненого інтегрування рівнянь динаміки потокозчеплення статора. З метою уникнення розімкненого інтегрування в [49], [50] використано вектор проти-ЕРС, який розраховувався шляхом диференціювання струмів статора. В [49] також розглянуто можливість використання миттєвої потужності статора для цілей оцінювання постійної кутової швидкості, завдяки чому досягається інваріантність відносно варіацій активного опору статора.

Алгоритм [51] базується на моделі АД в полярній системі координат, використовує два спостерігача, в яких вимагається диференціювати струми статора. Вектор проти-ЕРС розглядається, як вихідна координата, що пропорційна

кутовій швидкості. В умовах аналогічних припущень отримано результати, які представлено в [52–55].

Теорія систем із змінною структурою (VSS – Variable Structure Systems) використана для одночасної оцінки кутової швидкості та вектора потокозчеплення в роботах [56], [61]. У [62] представлено рішення, яке є додатково адаптивним до змін активних опорів статора та ротора. Алгоритми із змінною структурою та адаптацією до змін активного опору ротора надані також в [63–66].

Базові конфігурації структур оцінювання кутової швидкості та вектора потокозчеплення, що доповнені алгоритмами штучного інтелекту, приведено в [67–72].

Комбінації розглянутих методів, а також деякі структури систем бездавачевого векторного керування АД надано в [73–80].

Важливі теоретичні та практичні результати по дослідженню властивостей спостережуваності моделі АД, а також пов'язаних з цим механізмів нестійкості алгоритмів бездавачевого векторного керування надано в [81–85]. Показано, що при збудженні АД постійним струмом, наприклад, при нульовій швидкості та нульовому моменті, компоненти вектора потокозчеплення ротора та кутової швидкості не є такими, що спостерігаються.

Не дивлячись на те, що проблематиці бездавачевого векторного керування присвячено дуже значну кількість досліджень протягом останніх 20-ти років, в теоретичному плані проблема є відкритою, оскільки:

- існуючі рішення використовують значно спрощуючі припущення, основним з яких є незмінність регульованої вихідної координати, тобто нехтування її динамікою;
- використовуються процедури розімкненого інтегрування або диференціювання, які не є надійними операціями при практичній реалізації;
- лише деякі з представлених результатів мають строге доведення стійкості замкненої системи.

Далі наводяться тільки ті результати, які мають теоретичне обґрунтування.

Регулятор змінної структури [86] гарантує системі локальну асимптотичну стійкість, доказ якої здійснюється на основі лінеаризованої моделі підсистеми потоку.

В [87] представлено алгоритм, який гарантує напівглобальне асимптотичне відпрацювання кутової швидкості та модуля вектора потокозчеплення в умовах припущення, що вектор потокозчеплення ротора є вимірюваним, а момент навантаження є відомим. Рішення [87] передбачає, що компоненти вектора потокозчеплення статора можуть бути отримані шляхом розімкненого інтегрування рівнянь напруги статора при нульових початкових умовах.

В умовах таких же припущень алгоритми [88], [89] гарантують глобальну асимптотичну (локальну експоненційну) стійкість. Адаптивна версія алгоритму [88], [89] представлена в [90]. Цей алгоритм забезпечує додатково адаптацію по відношенню до варіацій активного опору роторного кола.

З точки зору сучасної теорії керування, прийняте в [86–90] припущення дозволяє розглядати кутову швидкість АД, як змінну, що вимірюється, але має відому похідну. Пряме використання адаптивного оцінювання, використовуючи прямий метод Ляпунова, дозволяє аналітично знаходити рішення досліджуваної проблеми.

Результат [91] також гарантує вирішення проблеми бездавачевого експоненційного відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості та потоку за більш реалістичних умов, коли момент навантаження є невідомим, але постійним. Таке формулювання означає, що розглядається більш складна задача, коли похідна від невідомої регульованої координати також є невідомою (на відміну від результатів [65 – 69]). Контролер [91] гарантує локальну асимптотичну стійкість за умови, коли динамічна поведінка похибки регулювання кутової швидкості є набагато повільнішою за поведінку похибки оцінювання кутової швидкості. Розподіл у часі цих процесів задається налаштуванням системи. Таке обмеження усунено у роботі [92].

Розвиток результатів [88], [89] надано в [93], де задача відпрацювання вирішена при невимірюваному векторі потокозчеплення, але відомому моменті

навантаження. Алгоритм [93] забезпечує локальне асимптотичне відпрацювання кутової швидкості та потокозчеплення з визначеною областю притягіння. Аналогічне рішення отримано в [94], де умови асимптотичної стійкості забезпечуються за рахунок персистентності збудження, що визначається властивостями спостережуваності моделі АД.

Результати досліджень [85–94] зробили значний внесок в розвиток теорії бездавачевого керування АД, але ці рішення не можуть вважатися дійсно бездавачевими, оскільки вони вимагають задоволення умов, які на практиці не виконуються. Це в першу чергу вимірюваність моменту навантаження та вектора потокозчеплення ротора, а отже алгоритми [85–90] в реальних системах застосовуватися не можуть.

В [95] вперше надано алгоритм, який може розглядатися, як такий, що дійсно відповідає визначенню «бездавачевий», оскільки не використовує вказаних раніше припущень. Алгоритм синтезовано з використанням структурної декомпозиції вихідної системи на три нелінійні зв'язані підсистеми, кожна з яких в ізолюваному стані є експоненційно стійкою. Авторами показано, що така структура потенційно має властивості локальної асимптотичної стійкості, але повного аналітичного доказу не надано.

Результат [96] може розглядатися як перший в розробці теорії бездавачевого керування АД, в якому на основі строго теоретичного підходу синтезовано локально експоненційно стійкий алгоритм відпрацювання модуля вектора потокозчеплення та кутової швидкості в умовах реалістичних припущень. Запропонований метод синтезу базується на оцінюванні кутової швидкості за допомогою естиматора з «великим» підсиленням, використовуючи для цього похибку регулювання моментного струму. Конструювання контролера базується на концепції непрямого полеорієнтування [97]. Слідуючи аналогічній процедурі, взаємозв'язані електромеханічна (регулювання швидкості) та електромагнітна (регулювання потокозчеплення) підсистеми визначені завдяки бездавачевому непрямому поле-орієнтованому перетворенню координат [95]. Динаміка четвертого порядку, що описує електромеханічну підсистему, є лінійною при нульо-

вих похибках відпрацювання потокозчеплення, вона складається з динаміки другого порядку похибки відпрацювання моментного струму (підсистеми оцінювання кутової швидкості) та динаміки другого порядку відпрацювання кутової швидкості. Обидві підсистеми включені послідовно в контурі від'ємного зворотного зв'язку. За рахунок конструювання алгоритму в електромеханічній підсистемі встановлюється розподіл процесів у часі так, що динаміка оцінювання кутової швидкості набагато швидша за динаміку реальних механічних координат. Такий двомасштабний розподіл процесів дозволяє розглядати систему зниженого порядку, яка формується при використанні теорії сингулярно-вироджених систем [98], [99].

Авторами сформована система зниженого порядку, що складається із зв'язаних: лінійної асимптотично стійкої підсистеми відпрацювання механічних координат (електромеханічної підсистеми зниженого порядку) та нелінійної електромагнітної підсистеми (підсистеми потоку). На основі цієї системи зниженого порядку, з використанням другого методу Ляпунова, синтезована підсистема потоку. Показано, що за умов персистентності збудження, синтезована система зниженого порядку забезпечує локальне асимптотичне відпрацювання кутової швидкості та модуля вектора потокозчеплення разом з асимптотичним полеорієнтуванням при дії постійного невідомого моменту навантаження. Далі доведено з використанням теорії Ляпунова, що рішення повного порядку також має властивості локальної експоненційної стійкості. В цій роботі вперше аналітично сформовано умови персистентності збудження, які підтверджують результати попередніх досліджень [83– 84].

Подальший розвиток загальнотеоретичного результату [96] надано в [100]. Також, як в [96], декомпозиційний підхід з декомпозицією вихідної структури АД за рахунок дії нелінійного регулятора на три зв'язані підсистеми (керування механічними координатами, оцінювання кутової швидкості та відпрацювання вектора потокозчеплення) дозволяє синтезувати бездавачевий алгоритм з властивостями локальної експоненційної стійкості. На відміну від результату [96] функції регулювання струму статора та оцінювання кутової шви-

дкості розділено за рахунок формування адаптивного спостерігача кутової швидкості зниженого порядку. Такий розподіл функцій регулювання та оцінювання дозволяє використовувати більш робастні по відношенню до варіацій параметрів АД алгоритми керування струмом.

Важливим теоретичним результатом [100] є метод формування заданих траєкторій модуля вектора потокозчеплення з метою розширення умов персистентності збудження за рахунок виключення живлення статора постійним струмом. Дослідження у цьому напрямку представлені також у [81], [101], Інший метод розширення умов персистентності збудження розглянуто в [102–104], де додаткові низькочастотні сигнали малої амплітуди інжектують в струми статора АД.

## **1.2. Ідентифікація параметрів асинхронних двигунів**

Алгоритми векторного керування асинхронним двигуном, а також покращені алгоритми частотного керування вимагають достовірної інформації про параметри електричної машини. Відомо, що каталожні дані по більшості існуючих на ринку двигунів обмежуються тільки характеристиками номінального режиму (іноді пускового), в той час як значення електричних параметрів схеми заміщення – активних опорів та індуктивностей статора і ротора, а також індуктивності намагнічуючого контуру не наводяться. Єдиним відомим виключним виданням є довідник [105], в якому міститься повна інформація про асинхронні двигуни серії 4А, яка на сьогоднішній день знята з виробництва.

Більшість серійних перетворювачів мають вбудовану процедуру самонастроювання системи, яка отримала назву «self-commissioning», і дозволяє проводити автоматичне визначення параметрів електричної машини, а в деяких виробках визначати рекомендовані параметри регуляторів. Разом з тим, необхідно відзначити, що проблема ідентифікації параметрів і оцінювання невідомих координат нелінійних багатовимірних об'єктів з частково вимірюваним вектором стану, до яких належить АД, до теперішнього часу не має загального теоретичного рішення, а існуючі алгоритми, в своїй більшості, є технічними рішеннями

заснованими на спрощених підходах. Тому розробка нових теоретично обґрунтованих методів ідентифікації електричних параметрів асинхронного двигуна є актуальною задачею, рішення якої є необхідною умовою для широкого застосування систем векторного керування.

Найпростішим підходом до ідентифікації електричних параметрів асинхронного двигуна є виконання тестів холостого ходу та короткого замикання [106], [107]. Разом з тим, ці процедури не забезпечують необхідної точності та мають ряд обмежень, в тому числі конструктивних та технологічних, оскільки не завжди є можливість обертати двигун на холостому ходу, або втримувати ротор при виконанні тесту короткого замикання. Тому цей підхід знаходить обмежене застосування в промислових умовах.

Важливо відмітити, що в залежності від режиму роботи, температури двигуна та параметрів оточуючого середовища, електричні параметри АД можуть змінюватися в процесі його роботи. Варіації електричних параметрів АД мають значний вплив на процеси керування його координатами, вивченню якого присвячено значну кількість досліджень, зокрема [10], [108], [109].

Відомо, що найбільшу деградацію показників якості керування та енергетичної ефективності процесу електромеханічного перетворення енергії викликають варіації активних опорів статора і ротора, оскільки значення останніх можуть змінюватися в декілька разів внаслідок зміни температури електричної машини [110], [111].

Незважаючи на те, що варіації активного опору статора мають менший діапазон змін внаслідок кращих умов охолодження статорних обмоток, вони викликають суттєве погіршення характеристик в системах бездавачевого векторного керування [10]. В той же час алгоритми векторного керування з датчиком швидкості, в структурі яких присутні контури регулювання струмів з «великим» підсиленням, мають низьку чутливість до варіацій цього параметру [97]. Також необхідно відмітити, що інформація про активний опір статора є необхідною для ідентифікації активного опору ротора та коректної роботи адаптивних алгоритмів керування і оцінювання.



Зміни активного опору ротора є найбільш критичним фактором, що впливає на показники якості систем векторного керування АД. Для систем з датчиком кутової швидкості за останні роки розроблено декілька методів робастного [97], інваріантного і адаптивного керування [112], [113], [114], які дозволяють мінімізувати вплив варіацій активного опору ротора на процеси керування в усіх режимах роботи, в тому числі на нульовій швидкості (див. роботи [113], [114]).

Проблема врахування варіацій параметрів може бути вирішена технічним шляхом, якщо технологічно механізм передбачає періоди зупинки двигуна на час, достатній для проведення ідентифікаційного тесту. Наприклад, в електро-механічних системах електричних транспортних засобів такі тести можуть проводитися на зупинках при посадці і висадці пасажирів. Однак реалізація такого механізму компенсації варіацій вимагає високої швидкодії спостерігача параметрів, а також можливості його роботи при нерухомому роторі.

Починаючи з 1980-х років, розроблено значну кількість методів ідентифікації параметрів АД, інформацію про які можна знайти в оглядовій статті [115] і посиланнях на літературу в [116]. На сьогодні виділяють два основних класи алгоритмів ідентифікації [115]: on-line – коли параметри ідентифікуються в реальному часі при звичайній роботі електромеханічної системи, і off-line коли потрібне виконання спеціальних тестів під час зупинки технологічної частини.

Більшість методів on-line ідентифікації базуються на використанні методів адаптивного керування, що передбачає переналаштування регуляторів координат електромеханічної системи в режимі реального часу. Водночас проблема ідентифікації при частково вимірюваному векторі стану є дуже складною задачею, вирішення якої до цього часу не знайдено. Тому розробка систем адаптивного керування продовжує бути актуальною [117].

Алгоритм одночасної on-line ідентифікації активних опорів статора і ротора представлено в [118], де синтезовано адаптивний спостерігач дев'ятого порядку. Різні модифікації методу найменших квадратів для ідентифікації електричних параметрів представлено в [119], [120]. В [119], де для отримання ліній-

но-параметризованої моделі оцінювання передбачається, що кутова швидкість ротора є сигналом, що повільно змінюється, а значення активного опору статора відоме. Подальший розвиток результату [119] представлено в роботі [120], в якій ідентифікація здійснюється з врахуванням динаміки кутової швидкості. Обидва алгоритми мають значну обчислювальну складність, а також використовують диференціювання сигналів напруг і струмів статора, що робить ці алгоритми складними для практичної реалізації.

Обмежене число теоретично обґрунтованих і експериментально підтверджених адаптивних алгоритмів з ідентифікацією кількох параметрів представлено в [121]. Результати експериментальних досліджень адаптивних спостерігачів [121] свідчать про ефективність їх застосування. Разом з тим, обмежена кількість ідентифікованих параметрів не вирішує в повній мірі проблему, що розглядається.

Зниження складності, розробка адаптивних алгоритмів, спрощення практичної реалізації визначають на сьогоднішній день перелік важливих завдань в класі on-line ідентифікації.

Методи off-line ідентифікації фокусуються на самоналаштуванні системи при її ініціалізації. Для цього використовуються різні підходи [115]: розрахунок параметрів з табличних даних; визначення параметрів на основі розгляду статичних моделей електричної машини; оцінювання параметрів в частотній та часовій областях. У загальному випадку, процедура самоналаштування вимагає проведення спеціальних тестів при вільному або нерухомому роторі. Останній випадок визначає сучасні тенденції побудови процедур ідентифікації, особливо для систем бездавачевого керування.

Значна кількість методів ідентифікації параметрів в часовій області базуються на системах з еталонною моделлю, див. [116], [122] та посилання [80] - [100] в оглядовій статті [115]. В [122] використана теорія гіперстійкості з використанням припущення про вимірюваність постійного моменту навантаження. Рішення [116] базується на паралельному адаптивному спостерігачі і забезпечує асимптотичне оцінювання поточного значення і параметрів двигуна в статич-

ному режимі. Повномасштабні дослідження методом математичного моделювання і на експериментальній установці демонструють ефективність цього спостерігача. В загальному випадку, використання підходу MRAS призводить до різних модифікацій адаптивних спостерігачів повного порядку.

### **1.3 Стан проблеми практичної реалізації систем бездавачевого векторного керування**

Окрім проблем теоретичного характеру, широке розповсюдження високоякісних систем бездавачевого векторного керування (СБВК) АД стримується рядом невирішених проблем в практичній області, чому присвячено багато робіт відомих наукових шкіл. [82], [123], [124].

Система бездавачевого векторного керування, яка розглядається в даній роботі, складається з напівпровідникового перетворювача на IGBT або SiC MOSFET транзисторах з ШІМ, системи вимірювання фазних струмів та напруги ланки постійного струму перетворювача, керуючого контроллера, рис. 1.3. В такій системі передбачається, що напівпровідниковий перетворювач є ідеальним підсилювачем, тобто він забезпечує прикладання до статора АД вектора напруги  $\mathbf{u}$ , який рівний заданому вектору  $\mathbf{u}^*$ , розрахованому у відповідності з алгоритмом керування АД. Це дозволяє використовувати розрахункове значення вектора  $\mathbf{u}^*$  в алгоритмі керування і виключити із складу системи датчики вихідної напруги інвертора, вимірювання якої, враховуючи її імпульсний характер, само по собі є нетривіальною задачею і може суттєво ускладнювати систему.

Керуючий контролер – мікропроцесорний пристрій, який безпосередньо реалізує алгоритм бездавачевого векторного керування, тобто на основі інформації про параметри двигуна, сигнали завдання та струми статора формує заданий вектор напруги  $\mathbf{u}^*$  такий, який будучи прикладеним до статора забезпечить відпрацювання заданих координат АД.

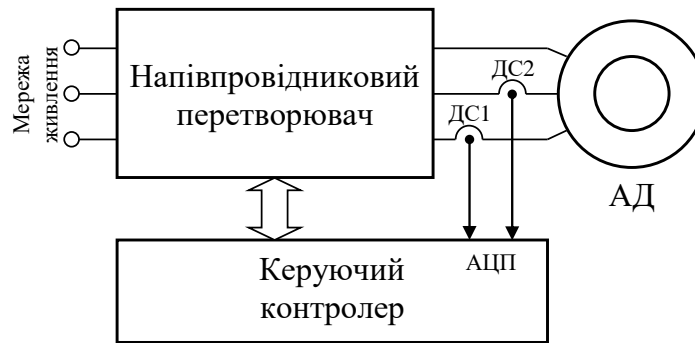


Рис. 1.3. Система бездавачевого векторного керування асинхронним двигуном

Сучасні контролери для електромеханічних систем будуються з використанням високопродуктивних цифрових сигнальних процесорів [125], [126] які мають тактові частоти, що досягають гігагерц, як правило є 32 розрядними та виконують операції з дійсними числами. Тому на сучасному етапі розвитку мікропроцесорної техніки та мікроелектроніки можна стверджувати, що рівень збурень, які вносяться в систему за рахунок обмеженої розрядності та швидкодії сучасних процесорних пристроїв, є нехтувано малим. При цьому необхідно відмітити, що реалізація СБВК на процесорах, що виконують операції з цілими числами, вимагає спеціальних обчислювальних процедур для підвищення точності розрахунків та уникнення значних похибок розрахунків внаслідок округлення.

Система вимірювання струмів і напруг в сучасних електротехнічних пристроях, як правило, складається з датчиків на ефекті Холла, схем кондиціонування сигналів та аналого-цифрового перетворювача.

Датчики на ефекті Холла [127] забезпечують високу швидкодію (полоса пропускання до 100 кГц), точність (0.5% і вище) та лінійність характеристики вхід/вихід. Дещо нижчими є характеристики датчиків на основі розв'язуючих операційних підсилювачів, наприклад HCPL7800 [128], проте, завдяки набагато меншій вартості, вони знайшли широке застосування в перетворювачах малої та середньої потужності багатьох відомих виробників. Використання вказаних типів датчиків зі схемами кондиціонування сигналів на малошумних операційних підсилювачах та сучасними АЦП, що мають розрядність 10 та більше біт,

забезпечує високу якість виміряних сигналів з низьким, нехтувано малим вмістом вимірювальних шумів.

Основні проблеми при практичній реалізації СБВК концентруються в напівпровідниковому перетворювачі та пов'язані з необхідністю точного відпрацювання заданого вектора вихідної напруги.

На сьогодні день існують декілька основних схем всилової частини перетворювачів для електромеханічних систем змінного струму. Найбільше розповсюдження мають класичний перетворювач з ланкою постійного струму та некерованим випрямлячем, а також перетворювач з керованим транзисторним випрямлячем. Системи з матричними перетворювачами [129–132] все ще знаходяться в стані розвитку і не набули достатньо широкого розповсюдження в промисловості. Багаторівневі перетворювачі використовуються у високовольтних потужних електроприводах [133], [134].

Основним елементом перетворювача частоти з ланкою постійного струму є автономний інвертор напруги (АІН), який перетворює постійну напругу ланки постійного струму у вихідну трифазну напругу з регульованою амплітудою частотою.

Керування ключами АІН здійснюється з використанням векторної широтно-імпульсної модуляції (ВШІМ) так, щоб вектор першої гармоніки вихідної напруги інвертора з високою точністю відтворював заданий вектор напруги [135]. На практиці досягти ідентичності заданого та вихідного векторів напруги інвертора неможливо через те що:

1. Введення мертвого часу при комутації ключів в стійці інвертора для виключення інтервалу часу одночасної провідності двох ключів (режим короткого замикання в стійці).
2. Кінцевого часу включення-виключення IGBT ключів.
3. Наявності падіння напруги на ключах в режимі провідності (близько 2.5 В).
4. Наявності перехідних процесів в імпульсах вихідної напруги в моменти комутації ключів.

Ці фактори визначають так звані неідеальності інвертора, які узагальнено називають проблемою мертвого часу АІН.

Початок інтенсивного вивчення проблеми мертвого часу відноситься до кінця 80-х початку 90-х років минулого століття, коли розпочався масовий випуск регульованих електроприводів змінного струму [136] – [143].

В результаті досліджень [136] – [143] встановлено, що неідеальності інвертора призводять до наступних негативних явищ:

1. Зменшення амплітуди першої гармоніки по відношенню до її заданого значення. Через це в частотно-керованому електроприводі відбувається зниження максимального моменту, особливо на низьких швидкостях.

2. Вихідна напруга, а, відповідно, і струм статора містять низькочастотні гармоніки, які призводять до пульсацій моменту, додаткових втрат в електричній машині та небажаному акустичному шуму.

3. При регулюванні частоти ВШІМ в функції навантаження можливі стрибки електромагнітного моменту АД.

В типових системах векторного керування асинхронними двигунами з вимірюванням механічних координат вплив неідеальностей інвертора на форму струму, а, отже, і створюваний момент, частково компенсується за рахунок дії регуляторів струму з "великим" коефіцієнтом підсилення у внутрішніх контурах регулювання статорних струмів. Разом з тим можливості компенсації мертвого часу шляхом збільшення коефіцієнтів регуляторів струму обмежені через дискретність і нелінійність процесів формування ШІМ.

Іншим важливим аспектом даної проблеми є вплив неідеальних АІН в системах адаптивного і робастного векторного керування АД. Інформація про миттєві значення напруги, яка прикладається до статорних обмоток машини змінного струму, необхідна для побудови спостерігачів магнітного потоку, в яких використовуються рівняння динаміки струмів статора [144]. До них відносяться спостерігачі потокозчеплення ротора повного порядку, які мають властивості робастності до параметричних збурень в роторному колі [114], адаптивні до параметрів електричної машини спостерігачі [117], [118], [145], алгорит-

ми ідентифікації параметрів електричних машин, побудовані на основі математичних моделей статорного кола ЕМ для систем бездавачевого векторного керування [146] – [152], спостерігачах кутової швидкості [96], [153]. В цих структурах компоненти вектора напруги статора є вхідними сигналами.

Оскільки, як зазначалося вище, вимірювання вектора вихідної напруги інвертора пов'язане зі значними технічними труднощами, то прийнято використовувати не реальні вихідні напруги інвертора, а їх задані значення. Однак через неідеальності інвертора ці значення ніколи не рівні між собою. Тому для ефективної реалізації адаптивних і бездавачевих алгоритмів векторного керування, а також систем, що базуються на різних типах спостерігачів, необхідно вводити компенсацію мертвого часу в алгоритмі векторної ШІМ.

В дослідженнях початкового періоду [136] – [143] встановлено властивості векторної ШІМ при введенні мертвого часу, а також запропоновано способи компенсації його негативного впливу на процеси керування. Зокрема показано, що негативний вплив мертвого часу збільшується при збільшенні частоти комутації ШІМ, а також при зменшенні індексу модуляції. Останній випадок відповідає роботі АІН з малими амплітудами вихідної напруги, тобто при низьких швидкостях обертання двигуна. Враховуючи, що в частотно-регульованому електроприводі показники якості керування в зоні малих швидкостей є невисокими, то наявність мертвого часу призводить до їх ще більшої деградації.

Проблемі компенсації мертвого часу в АІН присвячено значну кількість досліджень, однак визначеного загальноприйнятого вирішення до сьогодні не знайдено. В [136] – [143], [154], [155] запропоновано нелінійну компенсацію за рахунок корекції заданого вектора напруги інвертора на основі інформації про струми статора. Даний метод знайшов широке розповсюдження внаслідок своєї простоти. Разом з тим, повної компенсації з використанням цього підходу досягнути складно, оскільки складові мертвого часу не є стаціонарними і залежать від режиму роботи електроприводу [139] – [141], а сам метод компенсації є розімкненим.

Для уникнення цього недоліку в останні роки були запропоновані методи компенсації мертвого часу, що базуються на теорії адаптивних систем. При цьому загальноприйнятою є схематизація впливу мертвого часу, як періодичного збурення з невідомою амплітудою, діючого на виході інвертора. В якості зворотних зв'язків використовуються статорні струми двигуна. Результати експериментальних досліджень, що представлені в [156], [157], свідчать про ефективність запропонованих методів адаптивної компенсації. Разом з тим, через високу складність алгоритмів [156], [157] вимоги до обчислювальної потужності багатократно зростають, що вимагає додаткового аналізу по можливості їх застосування в комерційних виробках.

В роботі [158] запропоновано алгоритм компенсації мертвого часу, який базується на використанні смугового фільтра, налаштованого на шосту гармоніку вихідної напруги. Компенсація відбувається в синхронній системі координат за рахунок додавання сформованих адаптивним фільтром коригуючих сигналів в задані компоненти вектора струму статора. Альтернативним і обчислювально простішим є підхід [159], де компенсація шостої гармоніки струмів в синхронній системі координат здійснюється в замкнутому контурі. Результати математичного моделювання і експериментів підтверджують ефективність обох методів.

Таким чином, як слідує з аналізу літературних джерел, проблема компенсації мертвого часу АІН в повному обсязі не вирішена. Разом з тим, експериментальні дослідження серійних виробів провідних виробників свідчать про те, що в них використовуються достатньо ефективні алгоритми компенсації неідеальностей АІН, які в загальнодоступній літературі не розкриваються.

#### **1.4 Керування координатами асинхронних двигунів з максимізацією відношення момент-струм**

За останні декілька десятиліть існує тенденція заміни асинхронних двигунів синхронними двигунами з постійними магнітами (СДПМ) через їх вищі питомі показники [160]. Особливо це стосується електричного транспорту з ав-



тономним живленням, як наземного так і повітряного, де масогабаритні показники електричного двигуна значною мірою визначають експлуатаційні характеристики транспортного засобу. Разом з тим вартість СДПМ є набагато вищою внаслідок використання в їх конструкції магнітів з рідкоземельних матеріалів, кількість яких у світі є обмеженою. Зменшення використання дорогих рідкоземельних магнітів стимулює нові дослідження, спрямовані на покращення методів керування асинхронними двигунами [161], [162]. Системи полеорієнтованого векторного керування АД [163], [164] та DTC [10], [165] фактично встановили промисловий стандарт для високо- та середньо-динамічних застосувань. При цьому вони працюють в першій зоні по швидкості з постійним потокозчепленням, що дозволяє забезпечити системі високі динамічні показники якості керування. Разом з тим, під час роботи з малими навантаженнями, ККД системи векторного керування при постійному потокозчепленні може суттєво знижуватися, оскільки струм збудження асинхронного двигуна для підтримання номінального потокозчеплення складає близько 35 – 45 % від номінального значення, тобто втрати потужності на збудження машини будуть однаковими як на холостому ході, так і при номінальному навантаженні.

Оскільки момент АД визначається добутком потокозчеплення на моментоутворюючу складову вектора струму статора, то виникає можливість формування одного і того ж моменту двигуна при різних рівнях потокозчеплення та струму з метою зменшення втрат потужності. Різні способи оптимізації, які широко представлено в публікаціях, регулюють рівень модуля вектора потокозчеплення в функції моменту. Процеси регулювання потокозчеплення мають негативний вплив на динамічні показники якості керування, тому такі алгоритми керування можуть застосовуватися лише в об'єктах, які не вимагають високих динамічних показників якості керування механічними координатами та тривалий час можуть працювати з навантаженнями меншими за номінальне. Показовим прикладом такого застосування є тяговий електропривод електричного транспортного засобу, в якому номінальний (максимальний) момент необхідно розвивати лише при розгоні та гальмуванні транспортного засобу, в той

час як під час руху з постійною швидкістю двигун розвиває момент значно нижчий за номінальне значення.

На сьогодні в літературі представлено значну кількість методів керування, що оптимізують показники якості та енергетичної ефективності системи [161], [162], [166 – 170]. Зокрема виділяють наступні основні методи керування: з мінімізацією активних втрат, з максимізацією коефіцієнта потужності, з максимізацією відношення момент-струм, з максимізацією моменту на Вольт, з максимізацією переданої потужності. Всі перераховані методи оптимального керування розробляються для усталених за моментом двигуна режимів роботи. Динамічна поведінка системи при використанні оптимальних методів керування лише в деяких роботах [171], [172].

Керування з максимізацією співвідношення момент-струм (МТРА), яке запропоновано у [170], мінімізує струм статора при заданому моменті двигуна. Максимізація моменту двигуна за умов обмежених можливостей джерела енергії та інвертора (наприклад в електричному транспорті з батарейним живленням) тим самим покращує показники якості ЕМС. При МТРА керуванні, регулятор моменту формує завдання на модуль вектора потокозчеплення ротора з метою підвищення ККД при малих навантаженнях двигуна. В результаті забезпечується максимізація співвідношення момент-струм, а досяжні при цьому значення ККД наближаються до тих, що існують в системах з мінімізацією втрат [169], [173]. Базова ідея МТРА керування полягає в тому, щоб в підтримувати польову та моментоутворюючу складові струму статора рівними між собою. Це призводить до того, що АД працює при постійному ковзанні, яке дорівнює величині, оберненій до сталої часу роторного кола. Відомо декілька теоретичних результатів МТРА керування: модифіковане полеорієнтоване керування [170], підхід негологномних систем [174], а також частотне керування [175]. При цьому одночасне керування моментом і модулем вектора потокозчеплення призводить до зниження динамічних показників якості регулювання моменту АД.

Важливим питанням при розгляді систем векторного керування, в яких передбачається регулювання магнітного потоку, є врахування нелінійності контуру намагнічування АД. Врахування кривої намагнічування в МТРА алгоритмах розглянуто в [176 – 178]. В роботі [176] представлено модифікацію [170] з використанням моделі АД, що враховує ефекти насичення основного магнітного кола та розсіювання. Бажана амплітуда струму статора та частота ковзання апроксимуються як нелінійна функція від заданого моменту. Полеорієнтоване керування кутовою швидкістю на основі стандартного підходу МТРА запропоновано в [177]. Рішення [178] базується на алгоритмі прямого керування поточкозчепленням (Direct-Flux Vector Control – DFVC) [179] і забезпечує регулювання поточкозчеплення статора з використанням прямого керування напругою в системі координат статора. Алгоритм забезпечує швидке регулювання моменту АД за рахунок впливу на моментоутворюючу складову вектора струму статора, в той час як польова компонента вектора струму статора залишається неконтрольованою. Для досягнення МТРА умов, завдання на модуль вектора поточкозчеплення статора в [178] формується як нелінійна статична залежність від заданого моменту. Врахування кривої намагнічування в роботах [176 – 179] виконується з використанням довідкових таблиць з попередньо визначеними даними.

В наявних на сьогоднішній день публікаціях розглядається лише проблема асимптотичного регулювання моменту при постійному його завданні. Складність нелінійної динаміки, яка утворюється при МТРА оптимізації в рішеннях [170], [174 – 176] робить цей підхід непридатним у випадку, коли необхідне точне відпрацювання заданих траєкторій моменту АД. Відпрацювання гладких траєкторій моменту є більш загальною проблемою керування та може розглядатися як розширення задачі швидкого регулювання моменту, що досягається в системах [177], [178], які містять контури регулювання струмів з «великим» підсиленням. Відпрацювання заданих траєкторій моменту також необхідне для побудови систем відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості.

## **1.5 Аналіз існуючих систем бездавачевого керування на основі результатів експериментального тестування серійних перетворювачів**

Незважаючи на складність проблеми бездавачевого керування АД як в теоретичному так і в практичному плані, опція бездавачевого керування присутня в більшості сучасних перетворювачів частоти. Для того, щоб визначити показники якості керування, яких можна досягти в електромеханічних системах з використанням серійних виробів, виконано експериментальне тестування СБВК на їх основі.

### **1.5.1. Експериментальна установка**

Для тестування промислових СБВК обрано п'ять перетворювачів різних закордонних виробників, які доступні на ринку України і представляють середню та високу цінові категорії. Далі по тексту системи, побудовані на їх основі, позначені СБВК1 – СБВК5.

Порівняльне експериментальне тестування СБВК проводилося з використанням експериментальної установки, яка включає в себе (рис. 1.4), [180]:

- два однакових загальнопромислових АД типу АИР90L4Y2 потужністю 2.2 кВт (параметри вказані для АД №1 в Додатку Б), вали яких з'єднано жорсткою муфтою;
- СБВК на основі одного із серійних перетворювачів (СП), до якої підключено один з двигунів;
- навантажувальний агрегат, який забезпечує векторне керування моментом другого асинхронного двигуна;
- фото-імпульсний датчик швидкості (енкодер) з роздільною здатністю 1024 імпульсів на оберт;
- систему тестування електроприводів (СТЕП), яка забезпечує функції запису перехідних процесів та автоматизації експериментальних досліджень;
- персональний комп'ютер, для візуального спостереження та запису перехідних процесів під час експериментів.

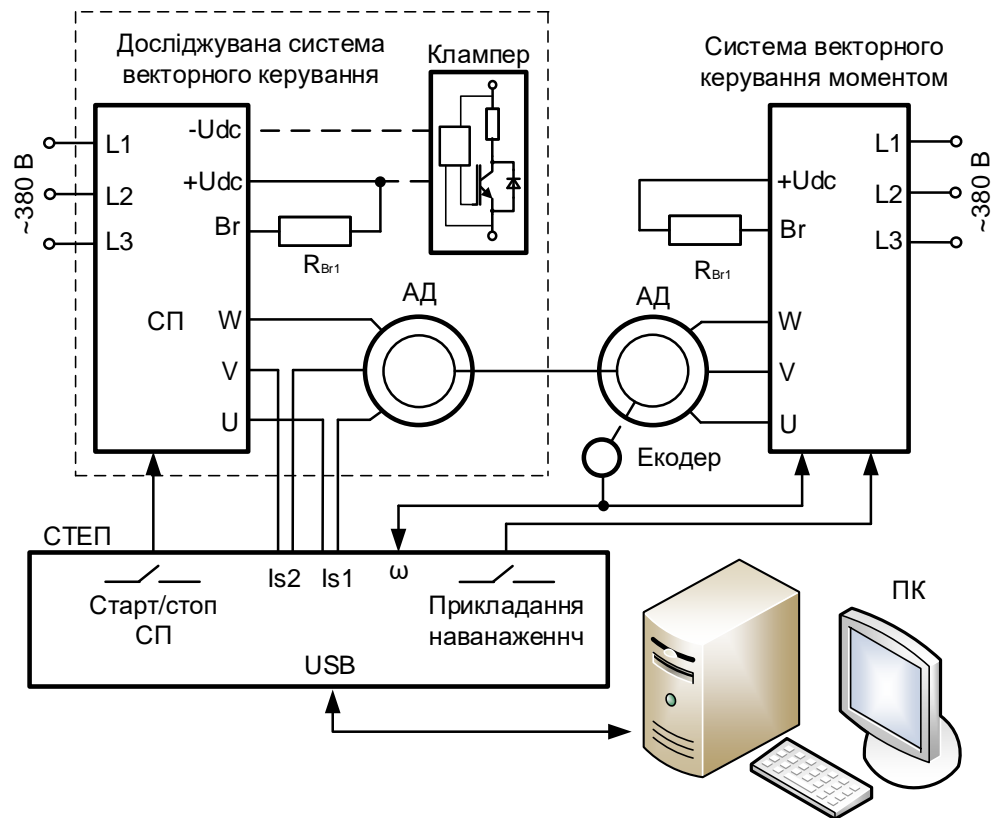


Рис. 1.4. Функціональна схема експериментальної установки

Експериментальне тестування СБВК на основі серійних перетворювачів виконано в наступному порядку. Спочатку в перетворювачі активується режим самоналаштування і здійснюється ідентифікаційний тест для визначення параметрів АД. Далі виконується налаштування регуляторів для отримання показників якості регулювання кутової швидкості, близьких до характеристик модульного оптимуму. Після цього виконується серія стандартних тестів, в процесі яких двигун на холостому ходу розганяється до заданої кутової швидкості 50, 15, 7.5, 0 рад/с. При роботі двигуна з постійною швидкістю до його валу на час рівний 1 с прикладається номінальний момент навантаження. При цьому осцилографуються кутова швидкість ротора і фазний струм статора.

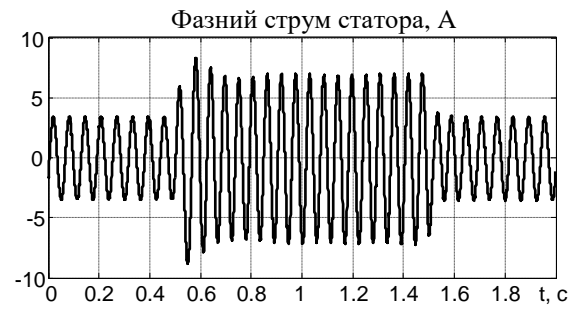
#### 1.5.2 Результати експериментального тестування серійних систем бездвачевого векторного керування

В ході виконання тестування п'яти СБВК встановлено, що при роботі АД на швидкостях в діапазоні 15 – 100 % від номінальної, всі вони забезпечують

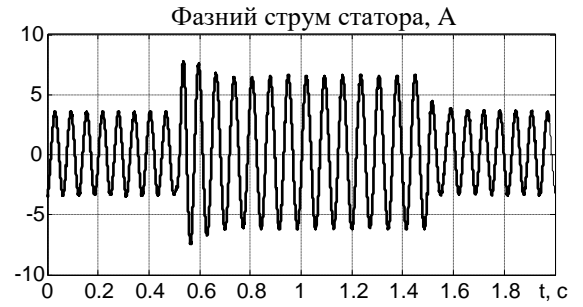
приблизно однакову якість регулювання кутової швидкості як в рушійному режимі, так і при відпрацюванні від'ємних (генераторних) моментів навантаження, [180]. Динамічна поведінка похибки відпрацювання кутової швидкості і фазного струму статора показані на рис. 1.5. Виключенням стала СБВК4, яка не забезпечила роботу з генераторним моментом навантаження при швидкостях менше 75 рад/с. На рисунках похибка відпрацювання кутової швидкості позначена як  $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ , де  $\omega$  – кутова швидкість ротора,  $\omega^*$  – задана кутова швидкість. При роботі у вказаному діапазоні швидкостей, максимальна статична похибка при дії номінального моменту навантаження не перевищує 1 – 2 рад/с для всіх п'яти протестованих систем.

При зниженні заданої швидкості двигуна до значень, що є нижчими за 10 % від номінальної швидкості (приблизно, коли  $\omega^* < 15$  рад/с), динамічна поведінка кожної СБВК стає різною. рис. 1.6 – 1.14.

Як видно з рис. 1.6 – 1.9, в діапазоні низьких швидкостей СБВУ1 і СБВУ2 переходять в режим стабілізації струму із завищеним збудженням АД. Про це свідчить підтримання в двигуні струму на рівні номінального значення при роботі на холостому ходу і під навантаженням. В режимі роботи з нульовою заданою швидкістю і на холостому ходу і під навантаженням двигун живиться постійним струмом, що відповідає його роботі в режимі динамічного гальмування. При цьому система поводить себе як розімкнута за швидкістю, оскільки після прикладання моменту навантаження частота струму статора не змінюється. Необхідно відмітити, що в СБВК1 після зняття генераторного моменту навантаження на швидкості 7.5 рад/с, на холостому ходу виникає похибка відпрацювання швидкості на рівні 5 рад/с (рис. 1.7б), що вказує на відсутність спостережуваності кутової швидкості в цьому режимі. Робота на низьких швидкостях СБВК2 характеризується підвищеною коливальністю перехідних процесів, особливо при відпрацюванні генераторного моменту навантаження (рис. 1.8, 1.9).

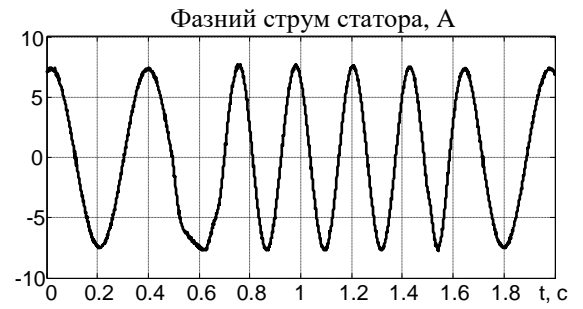


а)



б)

Рис. 1.5. Перехідні процеси в СБВК1 при  $\omega^* = 50$  рад/с: а) – рушійний режим; б) – генераторний режим

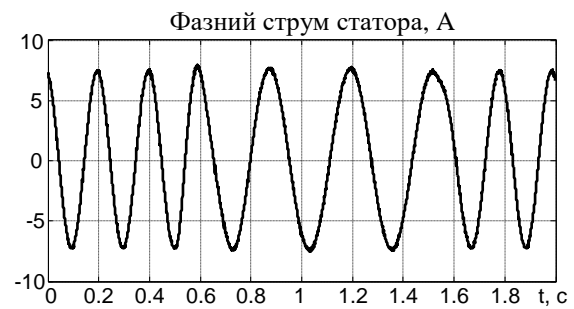


а)

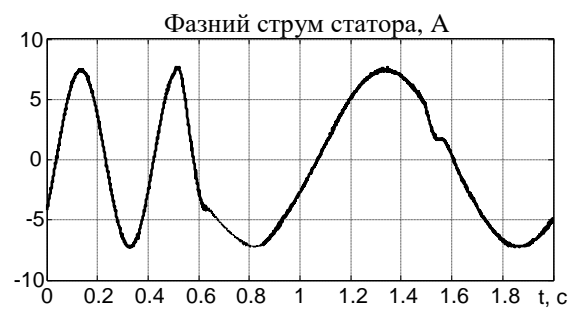


б)

Рис. 1.6. Перехідні процеси в СБВК1 при рушійному моменті навантаження: а)  $\omega^* = 7.5$  рад/с; б)  $\omega^* = 0$  рад/с

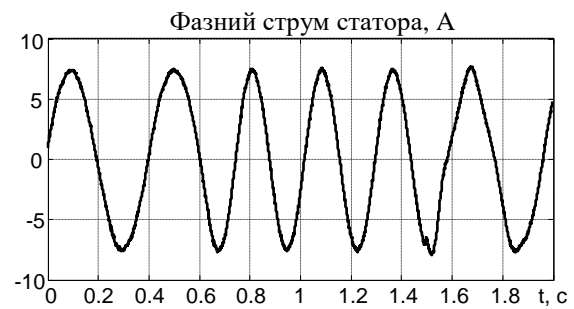


а)

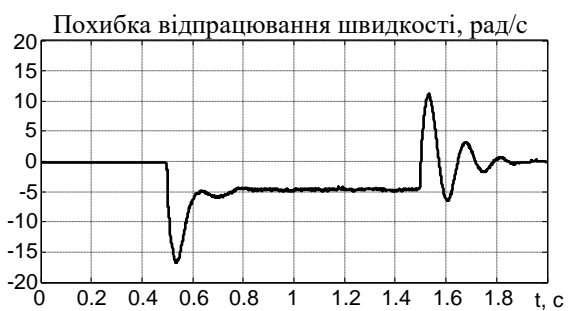


б)

Рис. 1.7. Перехідні процеси в СБВК1 при генераторному моменті

навантаження: а)  $\omega^*=15$  рад/с; б)  $\omega^*=7.5$  рад/с

а)



б)

Рис. 1.8. Перехідні процеси в СБВК2 при русійному моменті навантаження:

а)  $\omega^*=7.5$  рад/с; б)  $\omega^*=0$  рад/с



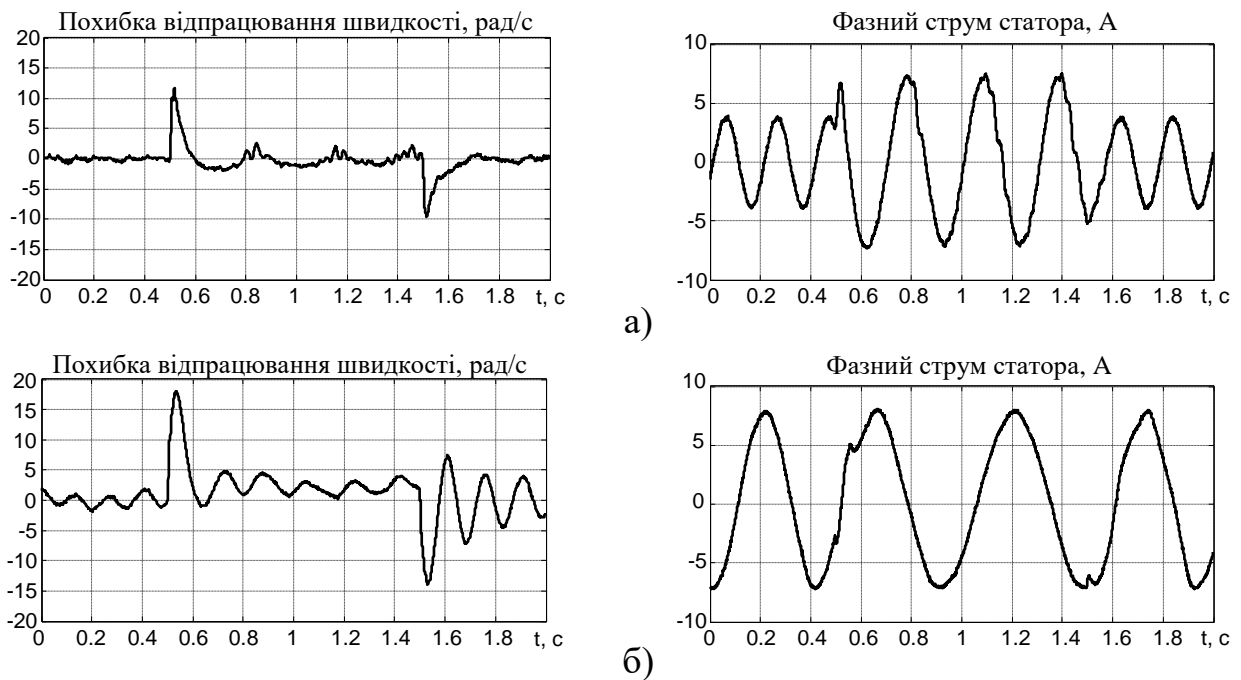


Рис. 1.9. Перехідні процеси в СБВК2 при генераторному моменті навантаження: а)  $\omega^*=15$  рад/с; б)  $\omega^*=7.5$  рад/с

На рис. 1.10, 1.11 показано графіки перехідних процесів, отримані при тестуванні СБВК3. Під час експериментів встановлено, що СБВК3 не забезпечує режим роботи на нульовій швидкості, а мінімальна швидкість, при якій забезпечується відпрацювання стрибкоподібного рушійного моменту навантаження, складає приблизно 3 рад/с. Стійка робота в генераторному режимі спостерігається лише на швидкостях вище 10 – 15 рад/с (рис. 1.11).

Перехідні процеси в СБВК4 показано на рис. 1.12. За результатами тестування встановлено, що СБВК4 забезпечує регулювання кутової швидкості в рушійному режимі в діапазоні приблизно 1:20, а максимальна статична похибка складає близько 3 рад/с при роботі на низьких швидкостях. Стійка робота в генераторному режимі при використанні СБВК4 досягається на швидкостях вище 75 рад/с.

Найбільш високі показники якості серед досліджених систем демонструє СБВК5 (рис. 1.13, 1.14). З рис. 1.13, 1.14 видно, що в даному випадку забезпечується регулювання кутової швидкості із статичною похибкою приблизно 1.5 рад/с у всьому діапазоні швидкостей, в тому числі на нульовій швидкості.

Необхідно відзначити, що величина статичної похибки практично не залежить від кутової швидкості як в рушійному, так і в генераторному режимах роботи двигуна. При дії генераторного моменту навантаження стійка робота системи спостерігається у всьому діапазоні зміни кутової швидкості, за виключенням вузької зони, коли  $\omega^* \approx 7.5$  рад/с.

Серед досліджених систем СБВК5 має найбільшу вартість і належить до продуктів найвищого класу в лінійці виробів відомого світового виробника електротехнічної продукції.

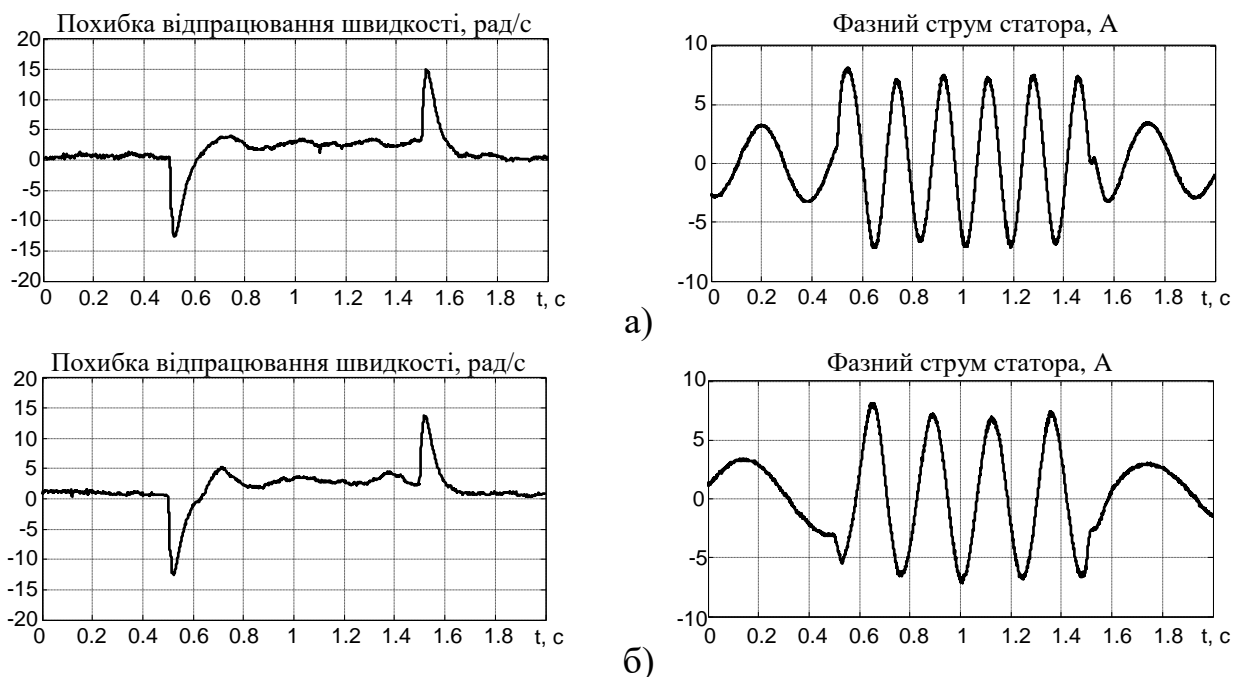


Рис. 1.10. Перехідні процеси в СБВК3 при рушійному моменті навантаження: а)  $\omega^* = 7.5$  рад/с; б)  $\omega^* = 3$  рад/с

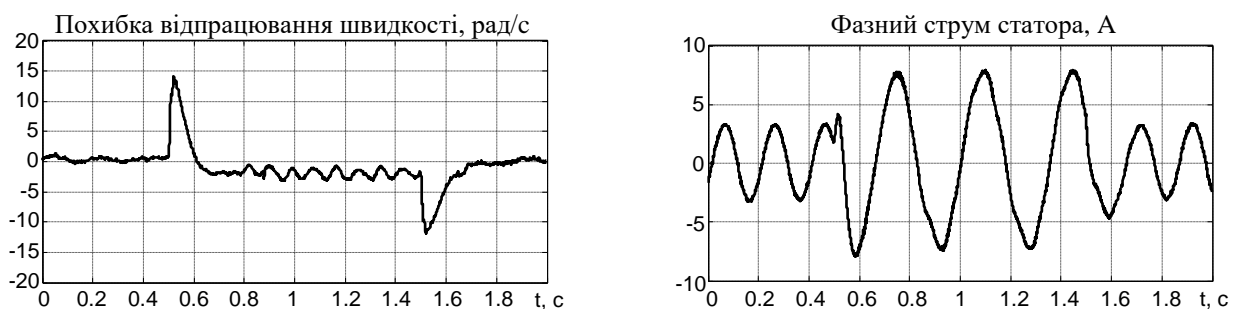


Рис. 1.11. Перехідні процеси в СБВК3 при  $\omega^* = 15$  рад/с і генераторному моменті навантаження

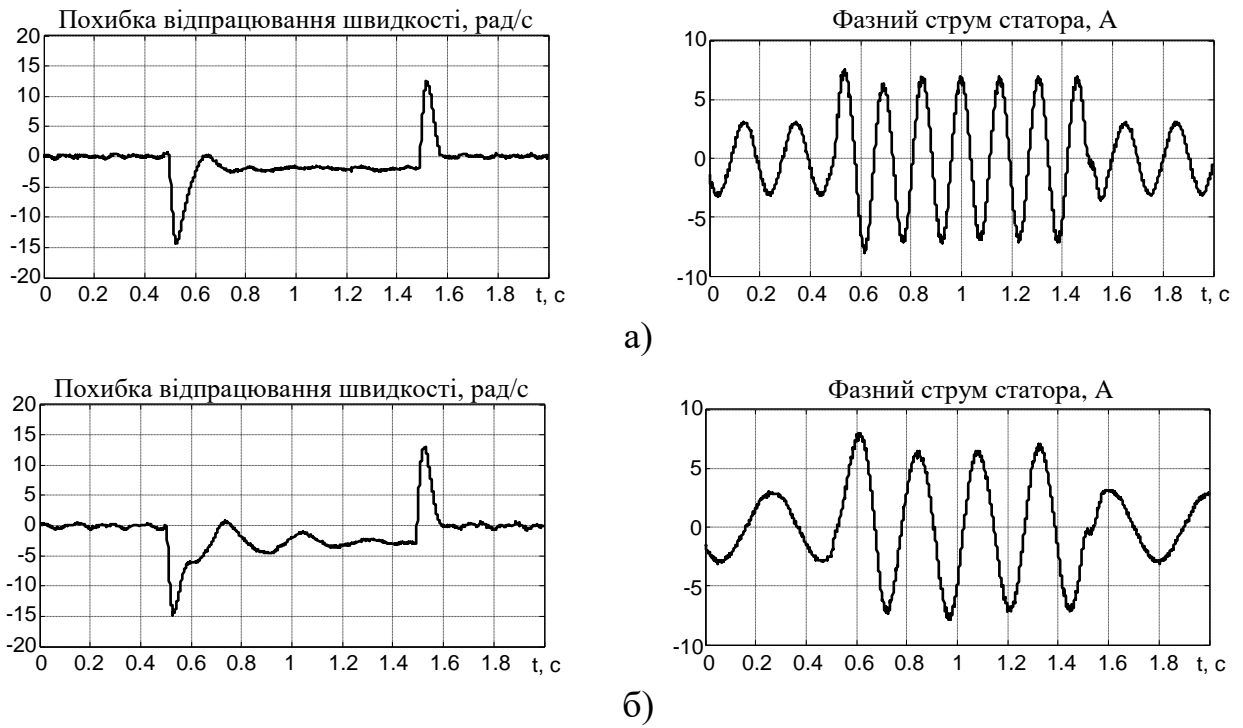


Рис. 1.12. Перехідні процеси в СБВК4 при русійному моменті навантаження:

а)  $\omega^* = 15$  рад/с; б)  $\omega^* = 7.5$  рад/с

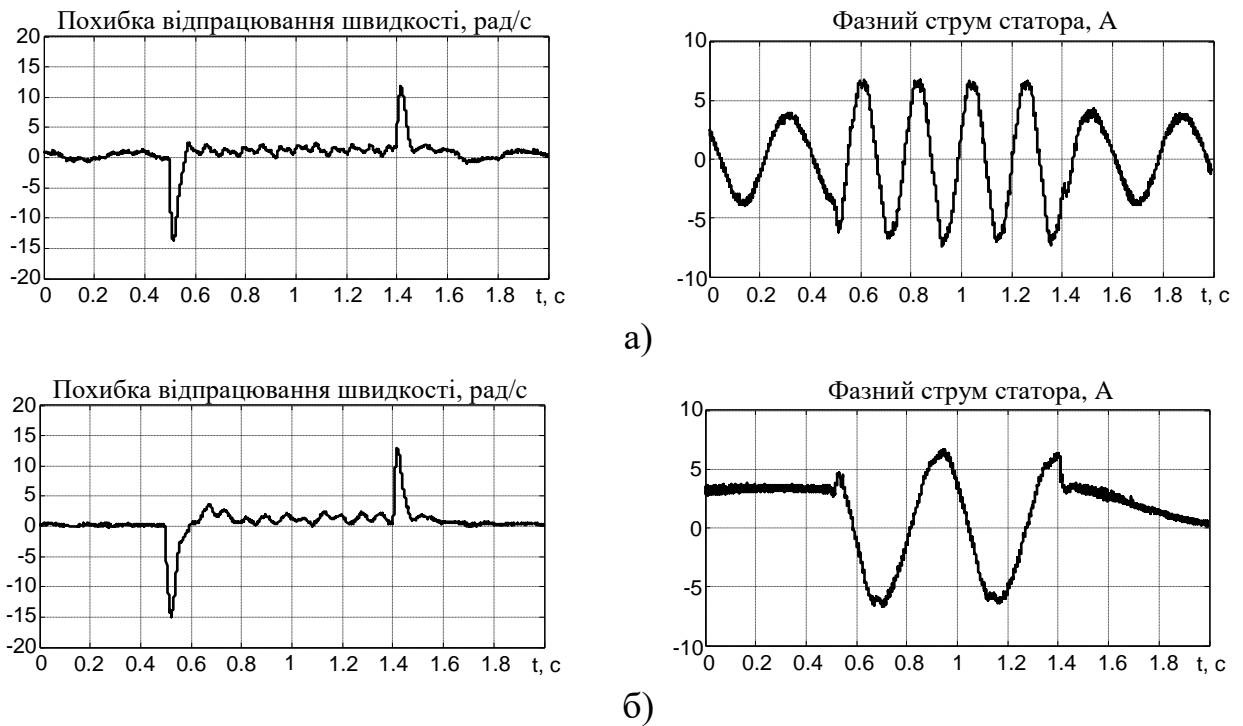


Рис. 1.13. Перехідні процеси в СБВК5 при русійному моменті навантатаження

а)  $\omega^* = 7.5$  рад/с; б)  $\omega^* = 0$  рад/с

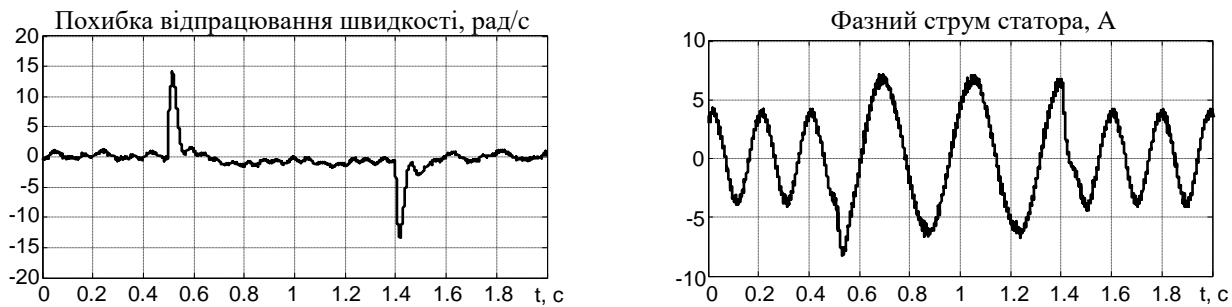


Рис. 1.14. Перехідні процеси в СБВК5 при  $\omega^* = 15$  рад/с і генераторному моменті навантаження

З результатів експериментального тестування СБВК3 – СБВК5, в яких керуючі дії формуються з використанням алгоритмів векторного бездавачевого керування, видно дві основні проблеми бездавачевого керування, які присутні в деяких виробках: втрата стійкості при роботі в зоні низьких швидкостей, а також в генераторних режимах на низьких швидкостях. Наявність першої проблеми в значній мірі зумовлена ефектами немодельованої динаміки і неідеальностями інвертора, які необхідно компенсувати. Друга проблема має математичне обмеження, яке слідує з теорії адаптивних систем і полягає в тому, що при дії генераторних моментів навантаження на низьких швидкостях порушуються умови персистентності збудження (див. [96], [100]) і кутова швидкість стає не спостережуваною змінною. Параметри математичної моделі АД, який використовувався в експериментальній установці, такі, що одним з режимів, коли умови персистентності збудження порушуються є робота на швидкості 5 – 8 рад/с при дії номінального генераторного моменту навантаження. Тому жоден з протестованих перетворювачів, що працює в режимі повноцінного бездавачевого керування у всьому діапазоні кутових швидкостей, не забезпечує стійкої роботи в генераторних режимах роботи при порушенні умов персистентності збудження. СБВК, які переходять в режим стабілізації струму (СБВК1, СБВК2), в тих же умовах залишаються стійкими, проте мають гірші енергетичні характеристики і можуть призводити до перегріву АД при тривалій роботі на низьких швидкостях.

## Висновки по розділу 1

З аналізу оглядових результатів [1–11], наукових праць, які опубліковані за останні 30 років в провідних виданнях Американського Інституту Інженерів Електриків (IEEE), Міжнародної Федерації Автоматичного Керування (IFAC), спеціалізованих видань України та СНГ, а також за результатами експериментального тестування серійних перетворювачів частоти, можна зробити наступні висновки.

1. Більшість існуючих методів векторного керування в електромеханічних системах з асинхронними двигунами в умовах неповної інформації забезпечують показники якості керування, що не задовольняють вимоги значної кількості технологічних використань.

2. Результати досліджень, виконаних в основних світових наукових школах керування в електромеханічних системах (роботи R. Marino, P. Vas, G. Asher, T. Matsuse, D. Dawson, В. Уткіна та інших) започаткували створення теоретичних основ керування електричними машинами при відсутності інформації про механічні координати. Між тим більшість запропонованих методів керування базуються на припущеннях, які не задовольняються на практиці, вони вирішують лише часткові задачі і не створюють цілісну теорію. Це зумовлено як складністю задач керування при відсутності інформації про механічні координати електричної машини, так і значною мірою недостатньою розробленістю загальних методів нелінійного керування для класу об'єктів, що розглядається.

3. Більшість алгоритмів практичного спрямування, в тому числі і такі, що реалізовані у комерційних виробках світових виробників, не мають строгого теоретичного обґрунтування, або можуть лише умовно називатися такими, тому що вони базуються на суттєвих спрощеннях таких як лінеаризація, розгляд тільки усталених режимів, або вміщують операції, що не можуть бути надійно реалізовані на практиці (розімкнене інтегрування, ідеальне диференціювання). Як результат такого підходу, існуючі системи не забезпечують асимптотичного регулювання кутової швидкості і модуля вектора потокозчеплення, мають обмежений діапазон керування, можуть втрачати стійкість при роботі на малих

швидкостях, а також в генераторному режимі, мають значну чутливість до варіацій параметрів електричної машини.

4. Вітчизняні виробники електроприводів не володіють технологією векторного керування в умовах відсутності інформації про механічні координати, тому всі потреби ринку задовольняються за рахунок імпорту.

5. Відсутність теоретично обґрунтованих рішень досліджуваної проблеми не дозволяє встановити, які граничні динамічні та статичні властивості можуть бути отримані при використанні існуючих методів керування, що в свою чергу значно ускладнює вирішення проблеми адаптації до змін параметрів технологічних об'єктів та підвищення якості керування їх координатами.

Таким чином, підводячи підсумок аналітичного огляду, можна зробити висновок, що загальнотеоретична проблема бездавачевого керування асинхронним двигуном не має визначеного теоретичного вирішення в умовах наступних реалістичних припущень:

- використовується модель повного порядку;
- вектор потокозчеплення не вимірюється та не оцінюється шляхом розімкненого інтегрування;
- бездавачевий алгоритм базується на інформації лише про струми статора, операція диференціювання струму не використовується;
- момент навантаження обмежений, постійний та невідомий;
- заміна оціненої кутової швидкості на вимірювану дає можливість формувати глобально експоненційне рішення;
- процедура налаштування алгоритму має бути прозорою і легко корельованою з показниками якості керування.

На основі цих умов для розвитку та вдосконалення теорії бездавачевого векторного керування асинхронними двигунами в роботі вирішуються наступні основні задачі:

- аналіз природних властивостей стійкості асинхронного двигуна та розробка методів квазівекторного керування кутовою швидкістю, максимально простих з точки зору практичної реалізації;

- розробка нової концепції векторного керування координатами асинхронних двигунів при неповній інформації про вектор стану;
- розробка нового методу синтезу алгоритмів векторного керування асинхронними двигунами без вимірювання механічних координат;
- розробка методу оцінювання невимірюваних механічних координат АД на основі інформації про струми та напруги статора;
- вирішення основних задач керування координатами електромеханічних систем з асинхронними двигунами на основі розроблених методів синтезу та оцінювання;
- розробка пакету моделюючих програм та дослідження розроблених структур векторного керування методом математичного моделювання;
- створення апаратних та програмних засобів для практичної реалізації систем бездавачевого векторного керування АД;
- проведення експериментальних досліджень та промислове впровадження.

## РОЗДІЛ 2

### БЕЗДАВАЧЕВЕ КЕРУВАННЯ КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА З ВИКОРИСТАННЯМ ЙОГО ПРИРОДНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ СТІЙКОСТІ

Частотне керування асинхронним двигуном, автором якого є Костенко М.П. [13], є найбільш простим способом керування асинхронними двигунами з короткозамкненим ротором, який розглядався як основний до появи векторних методів. Не дивлячись на те, що частотне керування не дозволяє регулювати координати електропривода із заданими динамічними та статичними характеристиками, а процеси регулювання моменту та швидкості містять некеровані складові, воно має цілий ряд принципових переваг: простота реалізації та запуску в роботу, відсутність необхідності вимірювання кутової швидкості та струмів статора, можливість використання тих параметрів АД які легко визначаються, або можуть бути розраховані за паспортними даними.

В класичному формулюванні частотне керування базується на залежностях, які отримуються після розгляду усталених режимів роботи АД. Підвищення статичних і динамічних характеристик частотно-керованих АД може бути виконано за рахунок використання методів компенсації ковзання та падіння напруги на активному опорі статора [16], [181], [182]. Разом з тим, застосування цих методів вимагає вимірювання струму статора або ланки постійного струму [183].

В даному розділі розглядаються прості, квазівекторні методи керування АД, які є подальшим розвитком методів частотного керування. Теоретичне обґрунтування та конструювання алгоритмів квазівекторного керування асинхронними двигунами виконано на основі його динамічної моделі з використанням другого методу Ляпунова і природних властивостей стійкості АД. На відміну від класичних алгоритмів частотного керування, структура алгоритмів квазівекторного керування надає можливість формування статичних характеристик



при повністю розімкненому керуванні за рахунок впливу на задане потокозчеплення двигуна.

Основні результати розділу опубліковано в роботах [17 – 20].

## 2.1 Математична модель асинхронного двигуна

При розробці та аналізі електромеханічних систем на основі АД найбільш вживаною є математична модель АД, записана через вектори струму статора та потокозчеплення ротора, яка в стаціонарній системі координат  $(a - b)$  задається наступними рівняннями [1]:

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}), \\ \dot{i}_{1a} &= -\gamma i_{1a} + \alpha \beta \psi_{2a} + \beta \omega \psi_{2b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a}, \\ \dot{i}_{1b} &= -\gamma i_{1b} + \alpha \beta \psi_{2b} - \beta \omega \psi_{2a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b}, \\ \dot{\psi}_{2a} &= -\alpha \psi_{2a} - \omega \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a}, \\ \dot{\psi}_{2b} &= -\alpha \psi_{2b} + \omega \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b},\end{aligned}\tag{2.1}$$

де  $(i_{1a}, i_{1b})$ ,  $(\psi_{2a}, \psi_{2b})$ ,  $(u_{1a}, u_{1b})$  – компоненти векторів струму статора, потокозчеплень ротора і напруг статора в стаціонарній системі координат  $(a - b)$ ;  $\omega$  – кутова швидкість ротора,  $M$  – електромагнітний момент двигуна,  $M_c$  – момент навантаження,  $\alpha = \frac{R_2}{L_2}$ ;  $\sigma = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2}$ ;  $\beta = \frac{L_m}{\sigma L_2}$ ;  $\gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha \beta L_m$ ,  $R_1, R_2$  і  $L_1, L_2$  – активні опори та індуктивності статора і ротора відповідно,  $L_m$  – індуктивність намагнічуючого контуру,  $J$  – сумарний момент інерції. Без втрати загальності, в моделі (2.1) прийнято одну пару полюсів.

Сигнали струмів, напруг та потокозчеплень в моделі (2.1) мають синусоїдальний характер при ненульовій частоті напруги живлення, що ускладнює їх аналіз. Тому для синтезу алгоритмів векторного керування прийнято використовувати математичну модель АД (2.1), представлену в синхронній системі координат  $(d-q)$  у відповідності з наступними рівняннями:

$$\begin{aligned}
 \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}) \\
 \dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta \omega \psi_{2q} + \frac{1}{\sigma} u_{1d} \\
 \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta \omega \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma} u_{1q} \\
 \dot{\psi}_{2d} &= -\alpha \psi_{2d} + (\omega_0 - \omega) \psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d} \\
 \dot{\psi}_{2q} &= -\alpha \psi_{2q} - (\omega_0 - \omega) \psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q} \\
 \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0,
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

де  $(i_{1d}, i_{1q})$ ,  $(\psi_{2d}, \psi_{2q})$  – компоненти векторів струму статора та вектора потокозчеплення ротора,  $\omega_0$  і  $\varepsilon_0$  – кутова швидкість та кутове положення синхронної системи координат  $(d-q)$  відносно стаціонарної системи координат  $(a-b)$ . В математичній моделі (2.2) струми, напруги та потокозчеплення мають характер постійних сигналів, що спрощує їх аналіз.

Перетворення змінних між системами координат  $(a-b)$  та  $(d-q)$  здійснюється з використанням виразів

$$\mathbf{x}^{(d-q)} = e^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} \mathbf{x}^{(a-b)}, \mathbf{x}^{(a-b)} = e^{\mathbf{J}\varepsilon_0} \mathbf{x}^{(d-q)}, e^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & \sin \varepsilon_0 \\ -\sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix}$$

де  $\mathbf{x}^{(y-z)}$  – визначає двомірні вектори струмів, напруг та потокозчеплень.

## 2.2 Квазівекторне керування кутовою швидкістю

### 2.2.1 Постановка задачі керування

Для синтезу алгоритму квазівекторного керування (КВК) розглянемо математичну модель АД в синхронній системі координат (d-q), яку представлено у формі рівнянь потокозчеплень статора та струмів ротора у вигляді

$$\begin{aligned}
 \dot{\psi}_{1d} &= -\alpha_1 \psi_{1d} + \omega_0 \psi_{1q} + \alpha_1 L_m \dot{i}_{2d} + u_{1d}, \\
 \dot{\psi}_{1q} &= -\alpha_1 \psi_{1q} - \omega_0 \psi_{1d} + \alpha_1 L_m \dot{i}_{2q} + u_{1q}, \\
 \dot{i}_{2d} &= -\gamma_1 \dot{i}_{2d} + \omega_2 \dot{i}_{2q} + \alpha_1 \beta_1 \psi_{1d} - \beta_1 \omega \psi_{1q} - \beta_1 u_{1d}, \\
 \dot{i}_{2q} &= -\gamma_1 \dot{i}_{2q} - \omega_2 \dot{i}_{2d} + \alpha_1 \beta_1 \psi_{1q} + \beta_1 \omega \psi_{1d} - \beta_1 u_{1q}, \\
 \dot{\omega} &= \frac{1}{J} \left[ \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_1} (\psi_{1q} \dot{i}_{2d} - \psi_{1d} \dot{i}_{2q}) - M_c \right], \\
 \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0,
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

де  $(\psi_{1d}, \psi_{1q})^T$ ,  $(i_{2d}, i_{2q})^T$  – компоненти векторів потокозчеплення статора, струму ротора,  $\omega_2 = \omega_0 - \omega$  – частота ковзання,  $M_c$  – момент навантаження. Без втрати загальності, в моделі (2.3) прийнято одну пару полюсів.

Постійні параметри в (2.3) визначені як:

$$\alpha_1 = \frac{R_1}{L_1}; \beta_1 = \frac{L_m}{\sigma_1 \cdot L_1}; \gamma_1 = \frac{R_2}{\sigma_1} + \alpha_1 \beta_1 L_m, \sigma_1 = L_2 \left( 1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right).$$

В загальній постановці задачі керування кутовою швидкістю та модулем потокозчеплення статора вихідні регульовані змінні

$$\begin{pmatrix} \omega \\ |\psi_1| \end{pmatrix} \triangleq \begin{pmatrix} \omega \\ (\psi_{1d}^2 + \psi_{1q}^2)^{\frac{1}{2}} \end{pmatrix} \tag{2.4}$$

мають регулюватися за допомогою двомірного вектора керуючих напруг статора  $\mathbf{u}_1 = (u_{1d}, u_{1q})^T$  при повністю не вимірюваному векторі стану системи (2.3).

Припустимо, що  $\omega^* = \text{const}$ ,  $\psi_1^* = \text{const}$  визначають задані значення кутової швидкості і модуля потокозчеплення статора, тоді задача регулювання вихідних змінних (2.4) полягає у досягненні умов

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} &= 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} &= 0, \end{aligned} \quad (2.5)$$

де похибки регулювання дорівнюють

$$\begin{aligned} \tilde{\omega} &= \omega - \omega^*, \\ \tilde{\psi} &= |\psi_1| - \psi_1^*. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Використовуючи концепцію орієнтації за вектором потокозчеплення статора, переформулюємо другу умову в (2.5) наступним чином:

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_{1q} &= 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_{1d} &= 0, \end{aligned} \quad (2.7)$$

де похибки регулювання потокозчеплення по осям d і q визначені як

$$\tilde{\psi}_{1q} = \psi_{1q}, \tilde{\psi}_{1d} = \psi_{1d} - \psi_1^*. \quad (2.8)$$

Досягнення еквівалентних умов (2.5) і (2.7) можливе лише для випадку не навантаженого двигуна, тобто при  $M_c = 0$ . В цьому випадку струми ротора в усталеному режимі дорівнюють нулю. Визначивши  $i_{2d} = \tilde{i}_{2d}$ ,  $i_{2q} = \tilde{i}_{2q}$ , мета квазівекторного керування може бути формалізована таким чином: необхідно знайти керуючі напруги  $u_{1d}$  і  $u_{1q}$ , які гарантують досягнення умови

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}, \tilde{\psi}_{1d}, \tilde{\psi}_{1q}, \tilde{i}_{2d}, \tilde{i}_{2q}) = 0, \text{ при } M_c = 0. \quad (2.9)$$

## 2.2.2 Конструювання алгоритму квазівекторного керування

У формі похибок відпрацювання рівняння (2.3) запишуться (при  $\omega^* = \text{const}$ ,  $\psi_1^* = \text{const}$ ) у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} &= \mu_s \left[ \tilde{\psi}_{1q} \tilde{i}_{2d} - (\psi_1^* + \tilde{\psi}_{1d}) \tilde{i}_{2q} \right] - M_c / J, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{1d} &= -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1d} + \omega_0 \tilde{\psi}_{1q} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{2d} - \alpha_1 \psi_1^* + u_{1d}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{1q} &= -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1q} - \omega_0 \tilde{\psi}_{1d} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{2q} - \omega_0 \psi_1^* + u_{1q}, \\ \dot{\tilde{i}}_{2d} &= -\gamma_1 \tilde{i}_{2d} + (\omega_0 - \omega) \tilde{i}_{2q} + \alpha_1 \beta_1 \tilde{\psi}_{1d} - \beta_1 \omega \tilde{\psi}_{1q} + \alpha_1 \beta_1 \psi_1^* - \beta_1 u_{1d}, \\ \dot{\tilde{i}}_{2q} &= -\gamma_1 \tilde{i}_{2q} - (\omega_0 - \omega) \tilde{i}_{2d} + \alpha_1 \beta_1 \tilde{\psi}_{1q} + \beta_1 \omega \tilde{\psi}_{1d} + \beta_1 \tilde{\omega} \psi_1^* + \beta_1 \omega^* \psi_1^* - \beta_1 u_{1q}, \\ \dot{\tilde{\epsilon}}_0 &= \omega_0, \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$\text{де } \mu_s = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_1} \frac{1}{J}.$$

З рівнянь для потокозчеплень в (2.10) знаходимо

$$\begin{aligned} u_{1d} &= \alpha_1 \psi_1^*, \\ u_{1q} &= \omega_0 \psi_1^*. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Підставивши (2.11) в (2.10), а також прийнявши умову  $\omega_0 = \omega^*$ , отримаємо наступні рівняння динаміки похибок відпрацювання:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} &= \mu_s \left[ \tilde{\psi}_{1q} \tilde{i}_{2d} - (\psi_1^* + \tilde{\psi}_{1d}) \tilde{i}_{2q} \right] - M_c / J, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{1d} &= -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1d} + \omega^* \tilde{\psi}_{1q} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{2d}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{1q} &= -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1q} - \omega^* \tilde{\psi}_{1d} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{2q}, \\ \dot{\tilde{i}}_{2d} &= -\gamma_1 \tilde{i}_{2d} - \tilde{\omega} \tilde{i}_{2q} + \alpha_1 \beta_1 \tilde{\psi}_{1d} - \beta_1 \omega^* \tilde{\psi}_{1q} - \beta_1 \tilde{\omega} \tilde{\psi}_{1q}, \\ \dot{\tilde{i}}_{2q} &= -\gamma_1 \tilde{i}_{2q} + \tilde{\omega} \tilde{i}_{2d} + \alpha_1 \beta_1 \tilde{\psi}_{1q} + \beta_1 \omega^* \tilde{\psi}_{1d} + \beta_1 \tilde{\omega} \tilde{\psi}_{1d} + \beta_1 \psi_1^* \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Для аналізу стійкості системи (2.12) розглянемо наступну функцію Ляпунова

$$V = \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{\mu_s} \tilde{\omega}^2 + \frac{1}{L_m} (\tilde{\psi}_{1d}^2 + \tilde{\psi}_{1q}^2) + \frac{1}{\beta_1} (\tilde{i}_{2d}^2 + \tilde{i}_{2q}^2) \right]. \quad (2.13)$$

Похідна від  $V$  в силу розв'язків (2.12) буде (при  $M_c = 0$ )

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{\alpha_1}{L_m} (\tilde{\psi}_{1d}^2 + \tilde{\psi}_{1q}^2) + 2\alpha_1 (\tilde{\psi}_{1d} \tilde{i}_{2d} + \tilde{\psi}_{1q} \tilde{i}_{2q}) + \\ & + \omega^* (\tilde{\psi}_{1d} \tilde{i}_{2q} - \tilde{\psi}_{1q} \tilde{i}_{2d}) - \frac{\gamma_1}{\beta_1} (\tilde{i}_{2d}^2 + \tilde{i}_{2q}^2). \end{aligned} \quad (2.14)$$

З метою визначення значень  $\omega^*$ , при яких похідна  $\dot{V} < 0$ , перепишемо (2.14) в наступному вигляді:

$$\dot{V} = \dot{V}_1 + \dot{V}_2,$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & -\frac{\alpha_1}{L_m} \rho_1 (\tilde{\psi}_{1d}^2 + \tilde{\psi}_{1q}^2) + 2\alpha_1 (\tilde{\psi}_{1d} \tilde{i}_{2d} + \tilde{\psi}_{1q} \tilde{i}_{2q}) - \\ & - \left( \alpha_1 L_m + \rho_2 \frac{R_2 L_1}{L_m} \right) (\tilde{i}_{2d}^2 + \tilde{i}_{2q}^2), \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -\frac{\alpha_1}{L_m} (1 - \rho_1) (\tilde{\psi}_{1d}^2 + \tilde{\psi}_{1q}^2) + \omega^* (\tilde{\psi}_{1d} \tilde{i}_{2q} - \tilde{\psi}_{1q} \tilde{i}_{2d}) - \\ & - (1 - \rho_2) \frac{R_2 L_1}{L_m} (\tilde{i}_{2d}^2 + \tilde{i}_{2q}^2), \end{aligned} \quad (2.16)$$

де  $0 < (\rho_1, \rho_2) < 1$ .

З (2.15) встановлюємо, що  $\dot{V}_1 \leq 0$  при виконанні співвідношення

$$\rho_1 = \left( 1 + \left( \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \frac{L_1^2}{L_m^2} \right) \rho_2 \right)^{-1}. \quad (2.17)$$

Друга складова (2.16) буде від'ємною при виконанні умови

$$|\omega^*| < 4 \left[ \frac{\left( \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \frac{L_1^2}{L_m^2} \right) \rho_2}{1 + \left( \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \frac{L_1^2}{L_m^2} \right) \rho_2} \right] (1 - \rho_2) \frac{R_1 R_2}{L_m^2}. \quad (2.18)$$

При виконанні умови (2.18)  $\dot{V} \leq 0$ , тому сигнали  $(\tilde{\psi}_{1d}, \tilde{\psi}_{1q}, \tilde{i}_{2d}, \tilde{i}_{2q}, \tilde{\omega})$  будуть обмеженими, а отже, як слідує з (2.10) обмеженими будуть і їх похідні  $(\dot{\tilde{\psi}}_{1d}, \dot{\tilde{\psi}}_{1q}, \dot{\tilde{i}}_{2d}, \dot{\tilde{i}}_{2q}, \dot{\tilde{\omega}})$ .

Виконавши лінеаризацію системи (2.12) в початку координат при  $M_c = 0$ , представимо її у вигляді

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{\psi}}_{1d} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{1q} \\ \dot{\tilde{i}}_{2d} \\ \dot{\tilde{i}}_{2q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1d} + \omega^* \tilde{\psi}_{1q} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{2d} \\ -\omega^* \tilde{\psi}_{1d} - \alpha_1 \tilde{\psi}_{1q} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{2q} \\ \alpha_1 \beta_1 \tilde{\psi}_{1d} - \beta_1 \omega^* \tilde{\psi}_{1q} - \gamma_1 \tilde{i}_{2d} \\ \beta_1 \omega^* \tilde{\psi}_{1d} + \alpha_1 \beta_1 \tilde{\psi}_{1q} - \gamma_1 \tilde{i}_{2q} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \beta_1 \psi_1^* \end{pmatrix} \tilde{\omega}, \quad (2.19)$$

$$\dot{\tilde{\omega}} = -\mu_s \psi_1^* \tilde{i}_{2q}.$$

Система (2.19) може бути записана у наступній стандартній формі [184]:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}(t) \mathbf{x} + \mathbf{\Gamma}^T \mathbf{z}, \\ \dot{\mathbf{z}} &= -\mu \mathbf{\Gamma} \mathbf{P} \mathbf{x}, \end{aligned} \quad (2.20)$$

де  $\mathbf{x} = (\tilde{\psi}_{1d}, \tilde{\psi}_{1q}, \tilde{i}_{2d}, \tilde{i}_{2q})^T$ ,  $z = \tilde{\omega}$ ;  $\mathbf{P}$  з (2.13) має вигляд  $\mathbf{P} = \text{diag}\left(\frac{1}{L_m}, \frac{1}{L_m}, \frac{1}{\beta_1}, \frac{1}{\beta_1}\right)$ .

Оскільки  $\mathbf{A}(t)$  відповідає вимогам Гурвіця при виконанні умови (2.18),  $\Gamma(t) = \text{const}$ , то положення рівноваги  $(\tilde{\psi}_{1d}, \tilde{\psi}_{1q}, \tilde{i}_{2d}, \tilde{i}_{2q}, \tilde{\omega}) = 0$  лінеаризованої системи (2.19), а отже і нелінійної (2.12) при  $M_c = 0$ , буде локально експоненційно стійким.

З практичної точки зору це означає, що при  $M_c = 0$  консервативна умова (2.18) гарантує асимптотичність регулювання положення рівноваги  $\omega_0 = \omega^* = \omega$  з підтриманням постійного значення модуля вектора потокозчеплення  $|\psi_1| = \psi_1^*$  при одночасному досягненні умови орієнтації за вектором потокозчеплення статора  $\psi_{1q} = 0$ . Консервативність умови (2.18) полягає у тому, що дослідження стійкості за Ляпуновим дає лише достатні умови.

При  $M_c \neq 0$  асимптотичність регулювання змінних  $\mathbf{x} = (\tilde{\psi}_{1d}, \tilde{\psi}_{1q}, \tilde{i}_{2d}, \tilde{i}_{2q}, \tilde{\omega})^T$  порушується, статичні властивості відносно збурення  $M_c$  визначаються розв'язками нелінійної системи рівнянь (2.12). При цьому система (2.12) залишається локально стійкою при дії обмеженого збурення  $\frac{M_c}{J}$ .

Фізичні напруги, які прикладаються до обмоток АД з (2.11) дорівнюють

$$\begin{pmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0(t) & -\sin \varepsilon_0(t) \\ \sin \varepsilon_0(t) & \cos \varepsilon_0(t) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_1 \psi_1^* \\ \omega^* \psi_1^* \end{pmatrix}, \quad (2.21)$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega^*.$$

Відмітимо, що для практичної реалізації (2.21) необхідно знати параметр  $\alpha_1 = R_1/L_1$ , який легко визначається на основі стандартних тестів. Потреби у вимірюванні струмів статора та кутової швидкості для реалізації алгоритму (2.21) немає.



Для встановлення зв'язку алгоритму КВК (2.21) з описаними в технічній літературі запишемо вираз для модуля напруги статора

$$U_{1m} = (u_{1d}^2 + u_{1q}^2)^{\frac{1}{2}} = \psi_1^* \sqrt{\alpha_1^2 + (\omega^*)^2}. \quad (2.22)$$

Залежність  $U_{1m} = f(\omega^*, \psi^*)$  представлена на рис. 2.1 суцільною лінією. При досягненні заданою швидкістю номінального значення  $\omega_n^* = 2\pi f_n$ , модуль напруги статора обмежується інвертором на рівні  $\sqrt{2}U_n$ , де  $f_n$  і  $U_n$  - номінальна частота і фазна напруга статора.

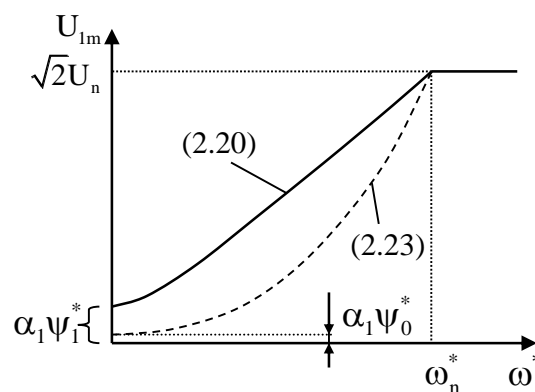


Рис.2.1. Залежності модуля напруги статора від заданої швидкості при квазівекторному керуванні

Рівняння алгоритму (2.11), (2.21) формально співпадають з тими, що використовуються при стандартному частотному керуванні: модуль напруги статора розраховується як  $U_{1m} = u_0 + k_{uf} \omega^*$ , а кутова частота його обертання дорівнює  $\omega_0 = \omega^*$ .

Якщо сформулювати закон зміни заданого потокозчеплення у вигляді

$$\psi_1^* = \psi_0^* + \psi_{11}^*(\omega^*), \quad (2.23)$$

то можливо отримати різні регульовальні характеристики  $U/f$  [18], [19].

Структурна схема алгоритму квазівекторного керування (2.21) показана на рис. 2.2.

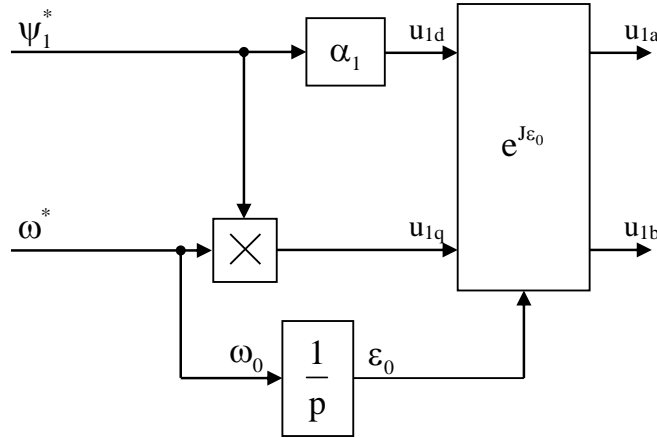


Рис. 2.2. Структурна схема алгоритму частотного керування

Для приведення в рух турбомеханізмів часто застосовують квадратичну залежність напруги від частоти  $U/f^2 = \text{const}$  з метою зниження активних втрат при частковому завантаженні. Для її реалізації вирази (2.11), із врахуванням (2.23) записуються у вигляді

$$\begin{aligned} u_{1d} &= \alpha_1 \psi_1^*, \\ u_{1q} &= \omega^* \psi_1^*, \\ \psi_1^* &= \psi_0^* + (\psi_n^* - \psi_0^*) \frac{|\omega^*|}{\omega_{0n}}, \end{aligned} \quad (2.24)$$

де  $\psi_n^* = \psi_{1XX}$  – номінальне потокозчеплення статора на холостому ході,  $\psi_0^* < \psi_n^*$ ,  $\psi_{1XX} = \sqrt{2}U_n / 2\pi f_n$ ,  $\omega_{0n} = 2\pi f_n$  – номінальна кутова швидкість вектора напруги статора.

При застосуванні алгоритму (2.24) модуль напруги статора в залежності від заданої швидкості набуває вигляду

$$U_{1m} = \left( \psi_0^* + (\psi_n^* - \psi_0^*) \frac{|\omega^*|}{\omega_{0n}} \right) \sqrt{\alpha_1^2 + (\omega^*)^2}. \quad (2.25)$$

Залежність (2.25) зображена на рис. 2.1 пунктирною лінією. Структурну схему алгоритму (2.24) показано на рис. 2.3.

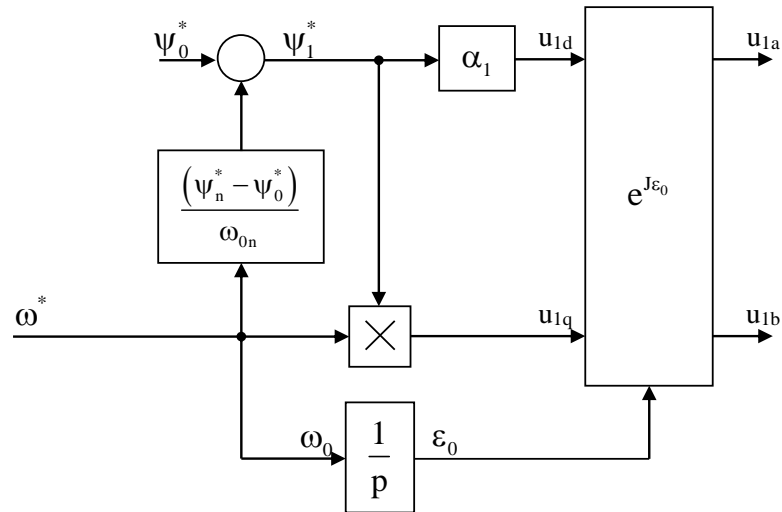


Рис. 2.3. Структурна схема алгоритму квазівекторного керування з квадратичною залежністю напруги від частоти

При формуванні характеристик в зоні заданих швидкостей вище номінальної необхідно виконувати обмеження напруги на номінальному рівні, яке здійснюється за рахунок обмеження складової вектора напруги по осі (q) у відповідності з наступними виразами:

$$\begin{aligned}
 u_{1d} &= \alpha_1 \psi_1^*, \\
 u_{1q} &= \begin{cases} \psi_1^* \omega^*, & \forall (\psi_1^* \omega^*) < \sqrt{2U_n^2 - u_{1d}^2} \\ \sqrt{2U_n^2 - u_{1d}^2}, & \forall (\psi_1^* \omega^*) \geq \sqrt{2U_n^2 - u_{1d}^2} \end{cases}
 \end{aligned} \quad (2.26)$$

На рис. 2.4а і 2.4б, показано механічні характеристики асинхронної машини 4АО80В2 з номінальними даними  $P_n = 0.75 \text{ кВт}$ ,  $M_n = 2.5 \text{ Нм}$ ,  $\omega_n = 300 \text{ рад/с}$  (повний список параметрів наведено у Додатку Б, АД №2, табл. Б2) в рушійному режимі при використанні алгоритмів частотного керування заданих рівняннями (2.11) і (2.24) відповідно. Характеристики отримано шляхом математичного моделювання з використанням динамічної моделі АД (2.1).

З рис. 2.4а, встановлюємо, що при зменшенні заданої кутової швидкості, критичний момент механічних характеристик АД також зменшується. При  $\omega^* = 0.2\omega_n^*$  величина критичного моменту стає меншою за номінальне значення. Тобто відпрацювання номінального моменту навантаження на цій характеристиці (як і на характеристиках при менших швидкостях) призведе до втрати стійкості системи. Тому досяжний діапазон регулювання швидкості при дії номінального навантаження для досліджуваного двигуна складає орієнтовно  $D=1:4$ , що ускладнює застосування алгоритму (2.21) в системах, які вимагають номінального моменту двигуна в зоні низьких швидкостей.

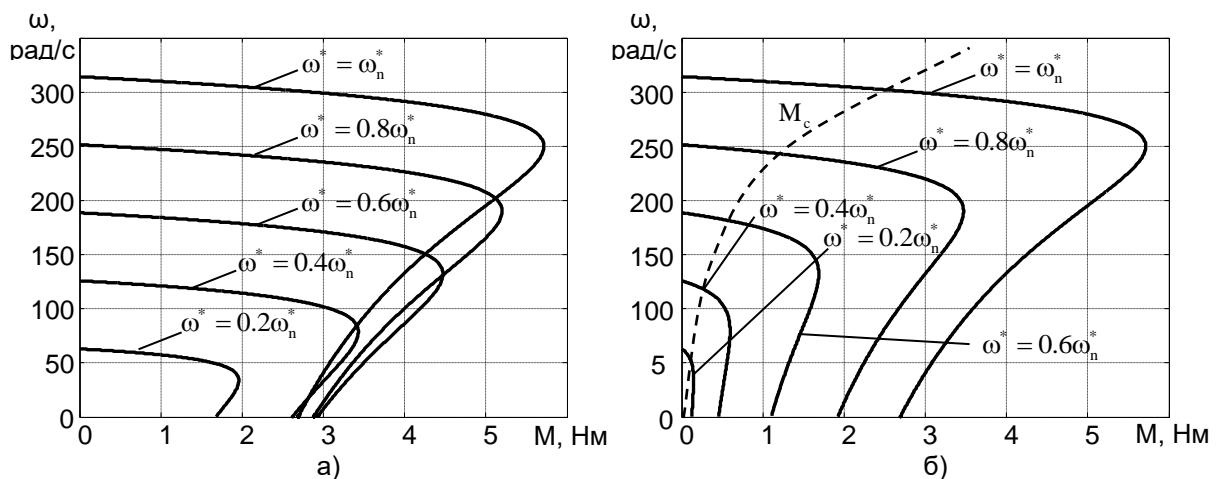


Рис. 2.4. Механічні характеристики (а – алгоритм (2.21), б - алгоритм (2.24))

Механічні характеристики на рис. 2.4б демонструють більш інтенсивне зниження критичного моменту при зменшенні заданої кутової швидкості. Проте алгоритм (2.24) призначено для використання в турбомеханізмах, момент навантаження в яких є пропорційним до квадрату швидкості (пунктирна лінія на рис. 2.4). За таких умов алгоритм (2.24) дозволяє забезпечити керування кутовою швидкістю турбомеханізму у всьому діапазоні робочих точок. При цьому за рахунок зменшеної, у порівнянні до алгоритму (2.21), напруги статора, досягається зменшення втрат активної потужності в асинхронному двигуні.

### 2.2.3 Компенсація зниження критичного моменту на швидкостях нижче номінальної та форсування збудження

Аналіз статичних характеристик свідчить про те, що формування заданого потокозчеплення статора в функції заданої швидкості дозволяє модифікувати механічні характеристики частотно-керованого АД [18], [19].

Для розробки алгоритму компенсації зниження максимального моменту двигуна в зоні низьких швидкостей розглянемо вираз для критичного моменту АД в рушійному режимі

$$M_k = \frac{3p_n U_{1m}^2}{4\omega^* \left( \pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + x_k^2} \right)}, \quad (2.27)$$

де знак «+» відповідає рушійному режиму роботи двигуна, а знак «-» - генераторному.

Модуль вектора напруги статора при використанні алгоритму частотного керування (2.11) має вигляд (2.22).

Підставивши (2.22) в (2.27), з врахуванням індуктивного опору короткого замикання  $x_k = (L_{1\sigma} + L_{2\sigma})\omega^* p_n$ , де  $L_{1\sigma}$  і  $L_{2\sigma}$  – індуктивності розсіювання статора і ротора, отримаємо залежності критичного моменту АД від величини заданого потокозчеплення

$$M_k = \frac{3\psi_1^{*2} \left( \alpha_1^2 + (\omega^*)^2 \right)}{4\omega^* \left( \pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (L_{1\sigma} + L_{2\sigma})^2 (\omega^*)^2} \right)}. \quad (2.28)$$

При номінальній напрузі і номінальній частоті  $\omega_{0n}$  живлення критичний момент дорівнює

$$M_{kn} = \frac{3\psi_n^{*2}(\alpha_1^2 + \omega_{0n}^2)}{4\omega_{0n}\left(\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (L_{1\sigma} + L_{2\sigma})^2 \omega_{0n}^2}\right)}. \quad (2.29)$$

Умовою сталості критичного моменту відносно номінального значення при різних кутових швидкостях є виконання співвідношення

$$M_k = M_{kn}. \quad (2.30)$$

З виразів (2.28) – (2.30) знаходимо значення заданого потоку двигуна, при якому перевантажувальна здатність зберігається на номінальному рівні

$$\psi^* = \psi_n^* \sqrt{\frac{\omega^* p_n z (\alpha_1^2 + \omega_{0n}^2)}{\omega_{0n} z_n (\alpha_1^2 + (\omega^* p_n)^2)}}, \quad (2.31)$$

$$\text{де } z = \left(\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (L_{1\sigma} + L_{2\sigma})^2 (\omega^* p_n)^2}\right), \quad z_n = \left(\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (L_{1\sigma} + L_{2\sigma})^2 \omega_{0n}^2}\right).$$

Вираз (2.31) дозволяє підтримувати значення критичного моменту АД на номінальному рівні при різних значеннях кутової швидкості шляхом формування заданого потокозчеплення статора в функції заданої кутової швидкості.

На рис. 2.5 показана залежність  $\psi^*(\omega^*)$ , отримана у відповідності з виразом (2.31) для АД №1. Як видно з рис. 2.5, при роботі з заданими швидкостями нижче значення  $\omega_e^*$ , розв'язок, отриманий на основі формули (2.31), вироджується. В цьому випадку, для підтримання перевантажувальної здатності, близької до номінальної, необхідно підтримувати задане потокозчеплення на рівні значення  $\psi_e^*$ .

Статичні механічні характеристики АД №2 при використанні алгоритму квазівекторного керування (2.11) і компенсуючої залежності (2.31) показано на рис. 2.6. З порівняння характеристик на рис. 2.6 і рис. 2.4а встановлюємо, що

вираз (2.31) дозволяє підтримувати значення критичного моменту АД на номінальному рівні.

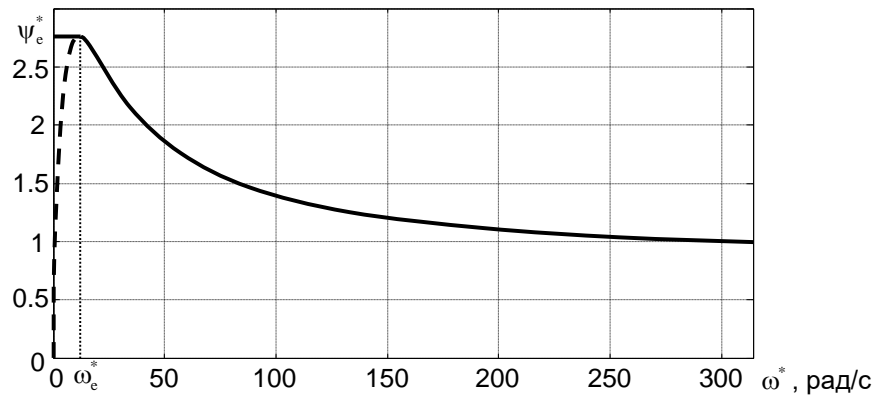


Рис. 2.5. Залежність заданого потокозчеплення від заданої кутової швидкості

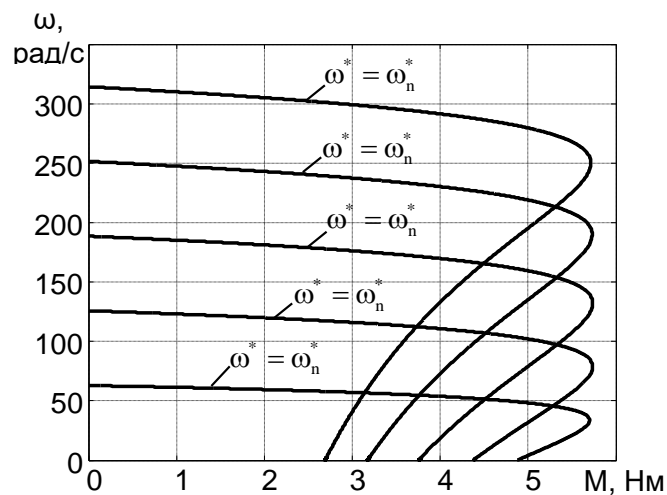


Рис. 2.6. Механічні характеристики, отримані з використанням компенсуючої залежності (2.31)

Динамічні властивості розробленої системи розімкнутого квазівекторного керування визначаються виключно параметрами електричної машини. Тому час збудження АД може сягати секунд (в машинах великої потужності до десяти секунд), що в загальному випадку призводитиме до зменшення продуктивності технологічного обладнання.

Форсування процесу збудження АД може бути досягнуто з використанням модифікованого виразу для напруги по осі (d) (перше рівняння в (2.24)) у вигляді

$$u_{1d} = \alpha_1 \psi_1^* + a \dot{\psi}_1^*, a = \left( \frac{L_m}{L_2} + \frac{R_1 L_2}{R_2 L_m} + \frac{\sigma}{L_m} \right), \quad (2.32)$$

де  $\dot{\psi}_1^*$  - перша похідна від заданої траєкторії модуля вектора потокозчеплення статора.

Введення в напругу  $u_{1d}$  компоненти, пропорційної до  $\dot{\psi}_1^*$  дозволяє здійснювати збудження АД при повністю розімкненому керуванні протягом наперед заданого інтервалу часу.

### 2.3 Квazівекторне керування з підвищеними показниками якості відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості

В тому випадку, якщо струми статора і кутова швидкість не вимірюються, але необхідно підвищити точність відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості і потокозчеплення, пропонується модифікований алгоритм квazівекторного керування (МКВК) з природною орієнтацією за вектором потокозчеплення ротора [17]. Запишемо модель АД (2.2) з врахуванням в'язкого тертя в рівнянні динаміки кутової швидкості у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - M_c - v\omega), M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}), \\ \dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta \omega \psi_{2q} + \frac{1}{\sigma} u_{1d}, \\ \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta \omega \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma} u_{1q}, \\ \dot{\psi}_{2d} &= -\alpha \psi_{2d} + (\omega_0 - \omega) \psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d}, \\ \dot{\psi}_{2q} &= -\alpha \psi_{2q} - (\omega_0 - \omega) \psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q}, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \end{aligned} \quad (2.33)$$

де  $v$  – коефіцієнт в'язкого тертя.



Визначимо вектор змінних стану  $\mathbf{x} = (\omega, i_{ld}, i_{lq}, \psi_{2d}, \psi_{2q})^T$  та вектор заданих змінних у вигляді  $\mathbf{x}^* = (\omega^*, i_{ld}^*, i_{lq}^*, \psi^*, 0)^T$ , де  $\psi^* > 0$  - задане значення потокозчеплення ротора, тоді вектор похибок відпрацювання буде

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \mathbf{x}^* = (\tilde{\omega}, \tilde{i}_{ld}, \tilde{i}_{lq}, \tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q})^T. \quad (2.34)$$

Слідуючи концепції непрямого векторного керування [76] з останніх двох рівнянь (2.33) знайдемо алгоритм керування вектором потокозчеплення ротора в наступному вигляді:

$$\begin{aligned} i_{ld}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*) \\ \omega_0 &= \omega^* + \alpha L_m \frac{i_{lq}^*}{\psi^*}. \end{aligned} \quad (2.35)$$

Рівняння динаміки похибок відпрацювання потокозчеплення при цьому набувають вигляду

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2d} + (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_{2q} + \alpha L_m \tilde{i}_{ld} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2q} - (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_{2d} + \alpha L_m \tilde{i}_{lq} + \psi^* \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (2.36)$$

Відмітимо, що при  $\tilde{i}_{ld} = \tilde{i}_{lq} = \tilde{\omega} = 0$  положення рівноваги системи (2.36)  $\tilde{\psi}_{2d} = \tilde{\psi}_{2q} = 0$  є глобально експоненційно стійким.

З рівнянь для струмів в (2.33) знаходимо алгоритм керування напругами статора в такому вигляді:

$$\begin{aligned} u_{ld} &= \sigma (\gamma i_{ld}^* - \omega_0 i_{lq}^* - \alpha \beta \psi^* + \dot{i}_{ld}^*) \\ u_{lq} &= \sigma (\gamma i_{lq}^* + \omega_0 i_{ld}^* + \beta \omega^* \psi^* + \dot{i}_{lq}^*). \end{aligned} \quad (2.37)$$

Після підстановки (2.37) у друге і третє рівняння (2.33), отримаємо повні рівняння динаміки похибок відпрацювання в електричній підсистемі

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_{1d} &= -\gamma \tilde{i}_{1d} + \omega_0 \tilde{i}_{1q} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2d} + \beta \omega \tilde{\psi}_{2q} \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} &= -\gamma \tilde{i}_{1q} - \omega_0 \tilde{i}_{1d} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta \omega \tilde{\psi}_{2d} - \beta \psi^* \tilde{\omega} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2d} + (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_{2q} + \alpha L_m \tilde{i}_{1d} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2q} - (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_{2d} + \alpha L_m \tilde{i}_{1q} + \psi^* \tilde{\omega}.\end{aligned}\tag{2.38}$$

Синтез алгоритмів керування (2.21) і (2.37) базується на результаті [146], у відповідності з яким положення рівноваги  $(\tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q}, \tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}) = 0$  системи (2.38) при  $\tilde{\omega} = 0$  є глобально експоненційно стійким.

Рівняння динаміки похибки відпрацювання кутової швидкості з (2.33) має вигляд

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\omega}} &= \mu \left[ (\psi^* + \tilde{\psi}_{2d}) \tilde{i}_{1q}^* + \psi^* \tilde{i}_{1q} + \tilde{\psi}_{2d} \tilde{i}_{1q} - \tilde{\psi}_{2q} \tilde{i}_{1d}^* - \tilde{\psi}_{2q} \tilde{i}_{1d} \right] - \\ &\quad - \frac{M_c}{J} - \frac{v \omega^*}{J} - \frac{v \tilde{\omega}}{J} - \dot{\omega}^*,\end{aligned}\tag{2.39}$$

$$\text{де } \mu = \frac{3 L_m}{2 L_2} \frac{1}{J}.$$

Розімкнений алгоритм відпрацювання кутової швидкості з (2.39) знаходиться у вигляді

$$\tilde{i}_{1q}^* = \frac{1}{\mu \psi^*} \left( \frac{v}{J} \omega^* + \dot{\omega}^* \right).\tag{2.40}$$

З врахуванням (2.40), (2.35) динаміка похибки відпрацювання кутової швидкості описується наступним рівнянням:

$$\dot{\tilde{\omega}} = -\frac{v\tilde{\omega}}{J} + \mu \left[ \tilde{\psi}_{2d}\tilde{i}_{1q}^* + \psi^*\tilde{i}_{1q} - \tilde{\psi}_{2q} \left( \frac{\psi^*}{L_m} + \frac{1}{\alpha L_m} \dot{\psi}^* \right) + \tilde{\psi}_{2d}\tilde{i}_{1q} - \tilde{\psi}_{2q}\tilde{i}_{1d} \right] - \frac{M_c}{J}. \quad (2.41)$$

Для дослідження стійкості розв'язків системи рівнянь (2.38), (2.41) розглянемо функцію Ляпунова, аналогічну до (2.13)

$$V = \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{\mu} \tilde{\omega}^2 + \frac{1}{L_m} (\tilde{\psi}_{2d}^2 + \tilde{\psi}_{2q}^2) + \frac{1}{\beta} (\tilde{i}_{1d}^2 + \tilde{i}_{1q}^2) \right], \quad (2.42)$$

похідна від якої дорівнює (при  $M_c = 0$ )

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{v}{\mu J} \tilde{\omega}^2 + \tilde{i}_{1q}^* \tilde{\omega} \tilde{\psi}_{2d} - \frac{1}{\alpha L_m} \dot{\psi}^* \tilde{\psi}_{2q} \tilde{\omega} - \frac{\alpha}{L_m} (\tilde{\psi}_{2d}^2 + \tilde{\psi}_{2q}^2) + \\ & + 2\alpha (\tilde{\psi}_{2d}\tilde{i}_{1d} + \tilde{\psi}_{2q}\tilde{i}_{1q}) + \omega^* (\tilde{\psi}_{2d}\tilde{i}_{1q} - \tilde{\psi}_{2q}\tilde{i}_{1d}) - \frac{\gamma}{\beta} (\tilde{i}_{1d}^2 + \tilde{i}_{1q}^2). \end{aligned} \quad (2.43)$$

З (2.43) встановлюємо, що завжди існують змінні від часу  $|\tilde{i}_{1q}^*| < c_1$  і  $|\dot{\psi}^*| < c_2$  такі, при яких квадратична форма (2.43) є від'ємно визначеною, що гарантує асимптотичність відпрацювання, тобто виконання умови (при  $M_c = 0$ )

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}, \tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q}) = 0. \quad (2.44)$$

Повний алгоритм МКВК включає: алгоритм відпрацювання кутової швидкості (2.40); алгоритм керування вектором потокозчеплення ротора (2.35); алгоритм відпрацювання струмів статора (2.37).

Оскільки алгоритм керування (2.35), (2.37), (2.40) є розімкненим, то властивості локальної асимптотичної стійкості повністю визначаються природними властивостями стійкості АД (строгою пасивністю). Разом з тим, якість алгори-

тму керування при локальній асимптотичній стійкості нелінійних систем визначається його здатністю обмежувати траєкторії руху околom стійкого положення рівноваги.

Алгоритм МКВК має таку властивість при відпрацюванні заданих траєкторій, оскільки він формується на основі „досяжних” траєкторій руху, тобто тих, які при нульових початкових умовах можуть бути відпрацьовані без похибок. Як слідує з рівнянь (2.35), (2.37), (2.40) задані траєкторії зміни кутової швидкості та потокозчеплення повинні мати відомі обмежені перші дві похідні за часом. Приймаючи  $\omega^* = \text{const}$ ,  $\psi^* = \text{const}$ ,  $v = 0$ , тобто при розгляді випадку регулювання, алгоритм (2.35), (2.37), (2.40) спрощується до

$$\begin{aligned} u_{1d} &= R_1 \dot{i}_{1d}^*, \\ \dot{i}_{1d}^* &= \frac{\dot{\psi}^*}{L_m}, \\ u_{1q} &= L_1 \dot{i}_{1d}^* \omega^*, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega^*. \end{aligned} \tag{2.45}$$

Спрощений алгоритм (2.45) є ідентичним до (2.11) при орієнтації за вектору потокозчеплення статора, оскільки  $\psi_1^* = \frac{L_1}{L_m} \psi^*$ .

Практична реалізація алгоритму МКВК потребує знання всіх параметрів АД. Структурну схему алгоритму покращеного квазівекторного керування АД показано на рис. 2.7.

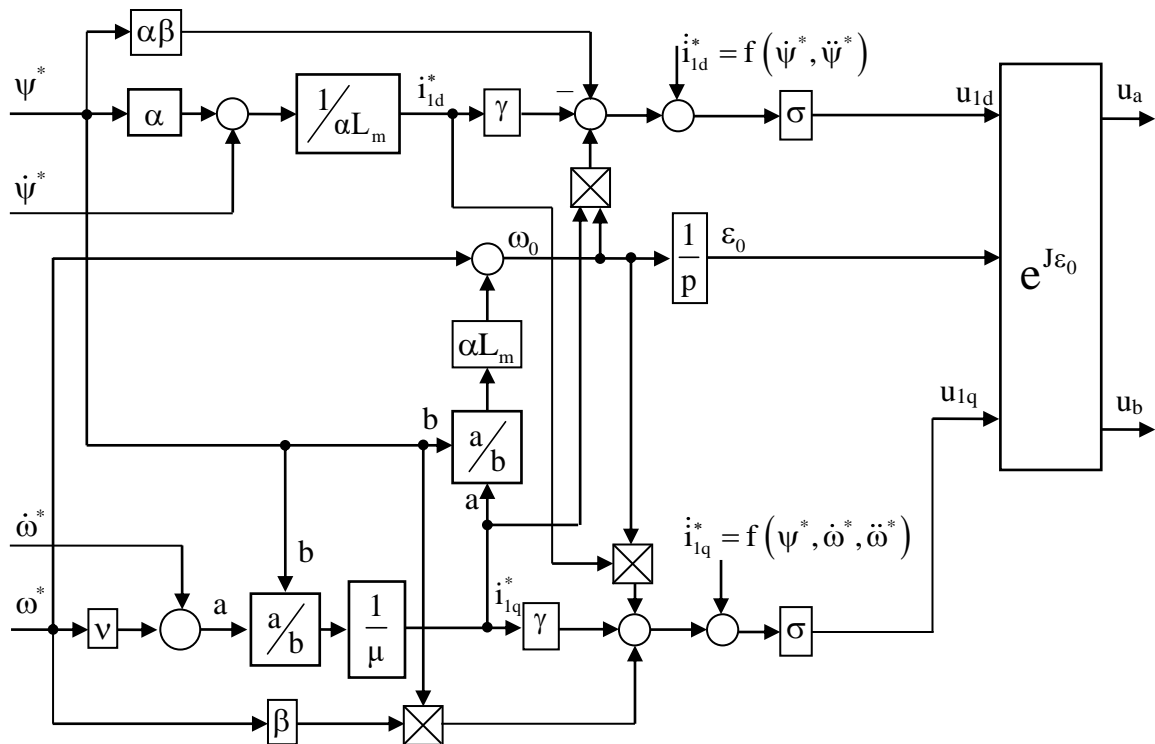


Рис. 2.7. Структурна схема алгоритму модифікованого квазівекторного керування модулем вектора потокозчеплення ротора та кутовою швидкістю АД

## 2.4 Дослідження алгоритмів квазівекторного керування методом математичного моделювання

Для порівняння динамічних показників якості керування та показників енергетичної ефективності процесу електромеханічного перетворення енергії виконано порівняльне дослідження синтезованих алгоритмів квазівекторного керування методом математичного моделювання та на експериментальній установці. Для дослідження використано параметри двигуна АД№1 (Додаток А).

Послідовність операцій керування, яку сформовано для проведення досліджень, показано на рис. 2.8. Вона включає наступні складові.

1. На інтервалі часу  $0 - 0.5$  с виконується збудження АД з використанням заданої траєкторії потокозчеплення з обмеженими першою та другою похідними, яка починається з  $\psi^*(0) = 0.02$  Вб і закінчується при  $\psi^* = 0.96$  Вб; перша і друга похідні від заданої траєкторії дорівнюють  $4.65$  Вб/с і  $93$  Вб/с<sup>2</sup> відповідно.

2. В момент часу 0.5 с двигун розганяється до швидкості 125 рад/с з використанням заданої траєкторії кутової швидкості, яка має першу та другу похідні 822 рад/с<sup>2</sup> і 21641 рад/с<sup>3</sup> відповідно.

3. В момент часу 1.5 с до валу двигуна прикладається, а в момент часу 2 с знімається постійний номінальний момент навантаження.

4. В момент часу 4 с виконується гальмування двигуна до нульової швидкості.

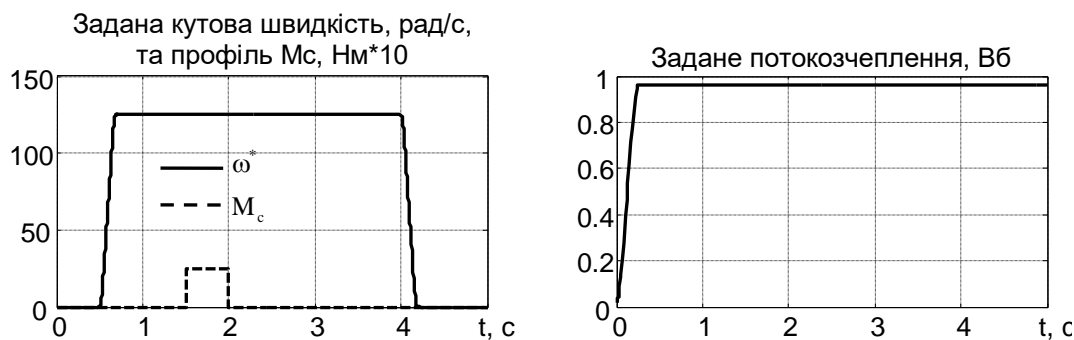


Рис. 2.8. Задані траєкторії кутової швидкості, потокозчеплення та профіль моменту навантаження

Результати досліджень представлено на рис. 2.9 для МКВК і на рис. 2.10 для КВК відповідно. З аналізу перехідних процесів на рис. 2.9 і рис. 2.10 встановлюємо, що динамічні показники якості при відпрацюванні заданої траєкторії кутової швидкості є набагато вищими при використанні МКВК. Зокрема, похибка відпрацювання кутової швидкості при розгоні двигуна дорівнює нулю при використанні алгоритму МКВК і 53 рад/с (максимальне значення) для алгоритму КВК відповідно. В статичному режимі, без моменту навантаження, алгоритм МКВК забезпечує точне відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості, в той час як при використанні алгоритму КВК, присутня похибка відпрацювання кутової швидкості на рівні 1.2 рад/с, яка зумовлена некомпенсованим в'язким тертям. При відпрацюванні номінального моменту навантаження поведінка обох алгоритмів є ідентичною.

З розгляду перехідних процесів потокозчеплення ротора видно, що, використання алгоритму МКВК дозволяє забезпечити більш якісне відпрацювання

модуля вектора потокозчеплення електричної машини як на холостому ході, так і під навантаженням. За рахунок цього, при застосуванні МКВК досягаються підвищення показників якості керування механічними координатами та енергетичної ефективності процесу електромеханічного перетворення енергії. З графіків перехідних процесів, показаних на рис. 2.9, 2.10, встановлюємо, що в умовах тесту, енергія втрат активної потужності

$$\Delta W = \int_0^{\tau} \Delta P_a d\tau = \int_0^{\tau} \left( \frac{3}{2} (u_a i_a + u_b i_b) - M\omega \right) d\tau \quad (2.46)$$

при використанні алгоритму КВК складає 242 Дж, в той час як при використанні МКВК 205 Дж, що на 15% менше.

Зменшення активних втрат досягнуто за рахунок того, що завдяки більш якійсній стабілізації потокозчеплення ротора в статичних та динамічних режимах при дії алгоритму МКВК, відпрацювання моменту двигуна вимагає менших значень струмів статора.

Необхідно відмітити, що застосування алгоритму МКВК дозволяє досягти покращення динамічних та енергетичних показників якості керування, проте його практична реалізація потребує інформації про всі електричні та механічні параметри АД.

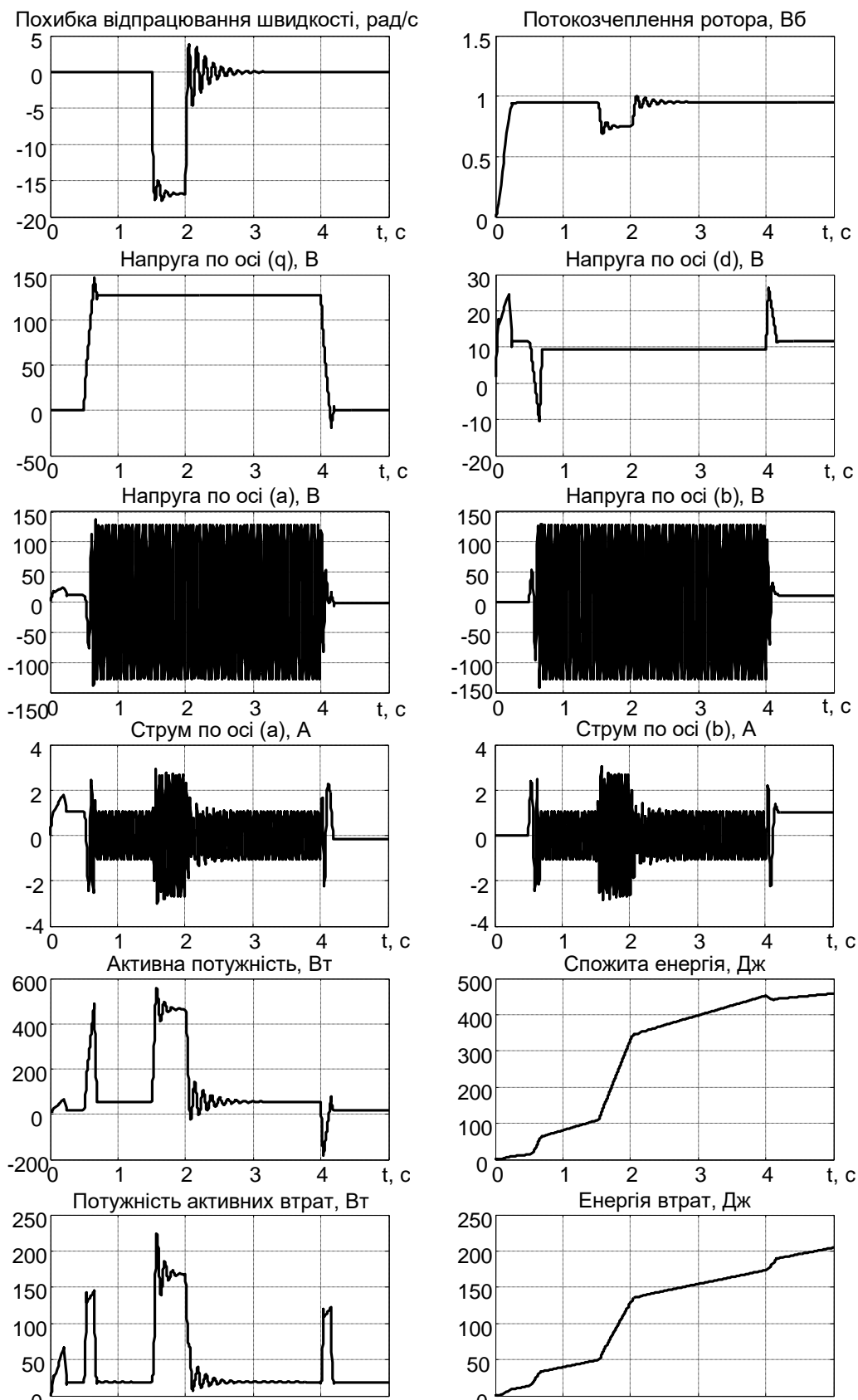


Рис. 2.9. Перехідні процеси в системі з МКВК



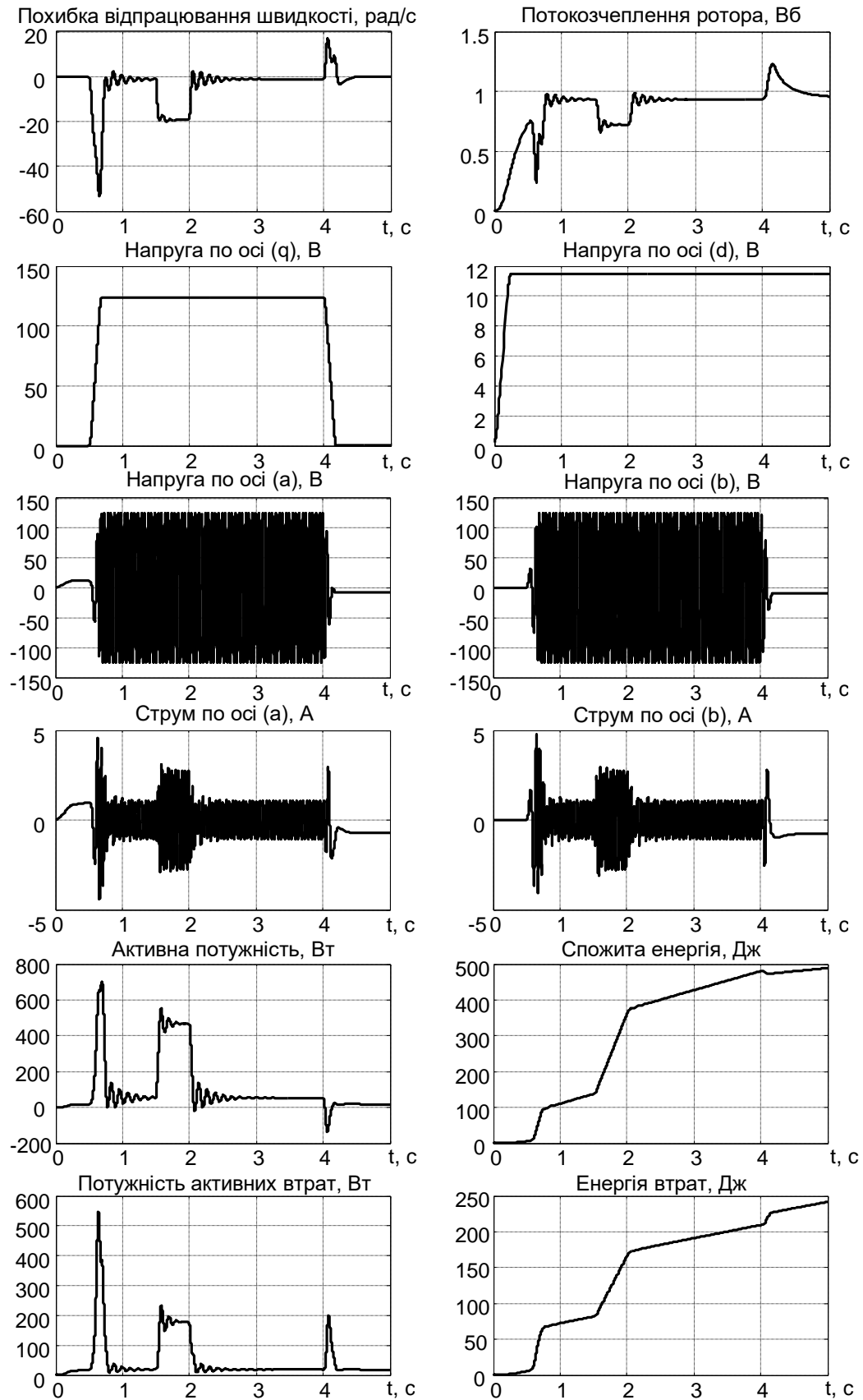


Рис. 2.10. Перехідні процеси в системі з КВК

## 2.5 Експериментальні дослідження алгоритмів квазівекторного керування

Експериментальні дослідження проведено на станції швидкого прототипного тестування, опис якої наведено в підрозділі 6.4. Графіки перехідних процесів в умовах тесту, для якого виконано дослідження методом математичного моделювання в підрозділі 2.4, (Рис. 2.8), представлено на рис. 2.11 та рис. 2.12.

Порівнюючи графіки, які показані на рис. 2.9, рис. 2.10 та рис. 2.11 і рис. 2.12 встановлюємо, що результати експериментальних досліджень і математичного моделювання з високим ступенем точності співпадають, що підтверджує висновки, отримані за результатами математичного моделювання.

Для аналізу статичних механічних характеристик системи та демонстрації ефективності розроблених способів форсування збудження і підвищення критичного моменту в зоні низьких швидкостей було виконано додаткові тести. Експериментально зняті механічні характеристики АД №2 показано на рис. 2.13, де пунктирною лінією представлено характеристики без застосування алгоритму компенсації зниження критичного моменту, а суцільною – характеристики із його застосуванням у відповідності до виразу (2.31). Як слідує з порівняння механічних характеристик на рис. 2.13 та рис. 2.4а, експериментальні характеристики мають на 10 – 20 % нижчий критичний момент в зоні низьких швидкостей. Це пояснюється наявністю мертвого часу інвертора, внаслідок чого, реальна напруга, що прикладається до статорних обмоток є меншою за розрахункову. Характеристики, які отримані із застосуванням компенсації (2.31) свідчать про те, що запропоноване рішення є ефективним способом підвищення критичного моменту та жорсткості механічних характеристик в зоні низьких швидкостей.

Дослідження динамічних режимів алгоритму КВК в зоні низьких швидкостей виконано з використанням модифікованої послідовності операцій керування, яку показано на рис. 2.14, [19]:

- під час початкового інтервалу часу  $0 \div 0.25$  с машина збуджується, траєкторія заданого потокозчеплення починається з  $\psi^*(0) = 0.02$  Вб і досягає значення  $0.99$  Вб з першою похідною, рівною  $3.88$  Вб/с;
- починаючи з  $t = 0.6$  с двигун без навантаження розганяється по заданій траєкторії кутової швидкості від нуля до заданого значення  $\omega^* = 62.8$  рад/с (відповідає 20% від номінального значення);
- в час  $t = 2$  с до валу двигуна стрибкоподібно прикладається, а в  $t = 2.5$  с знімається постійний момент навантаження, рівний номінальному значенню.

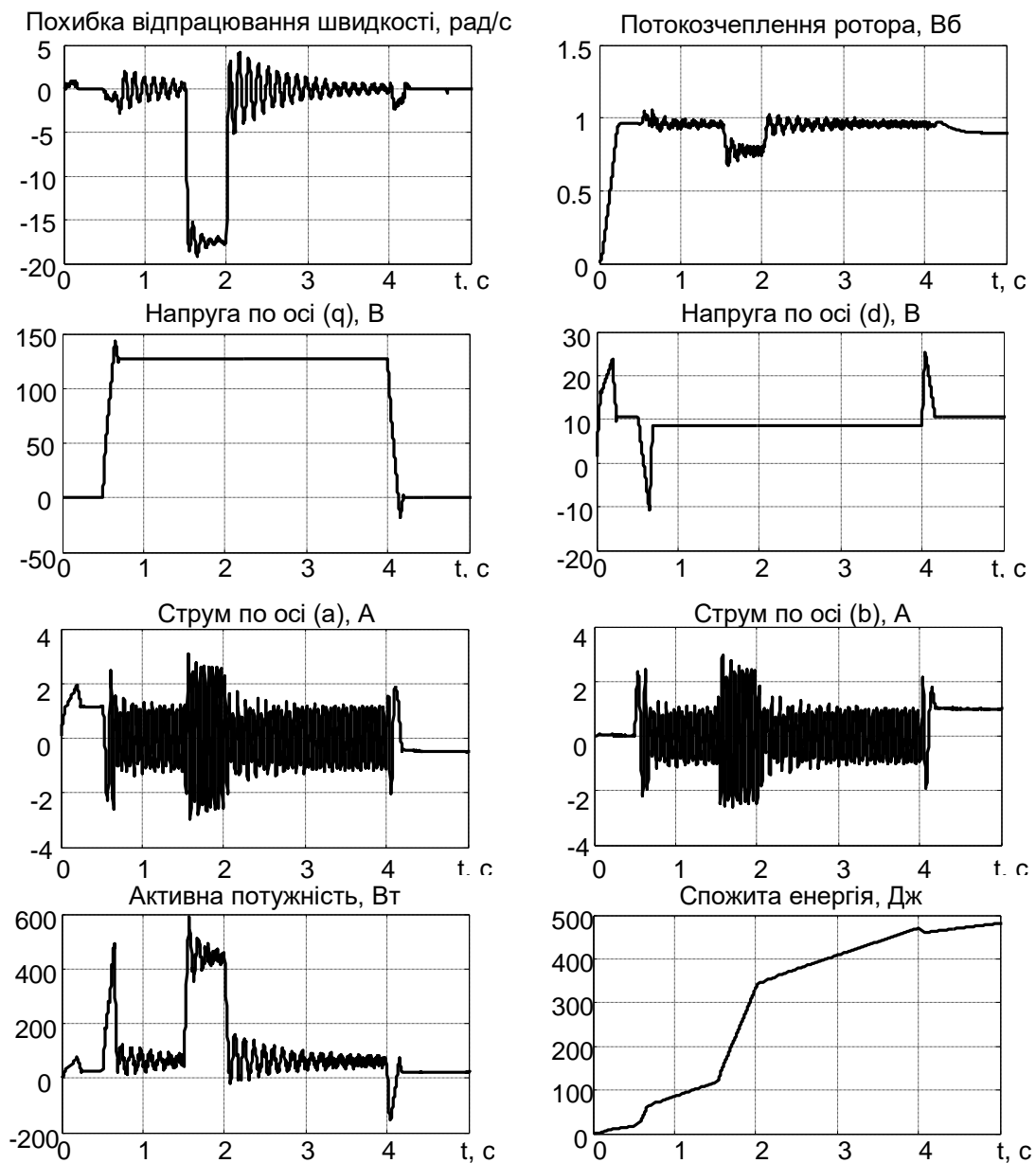


Рис. 2. 11. Експериментальні перехідні процеси в системі з МКВК

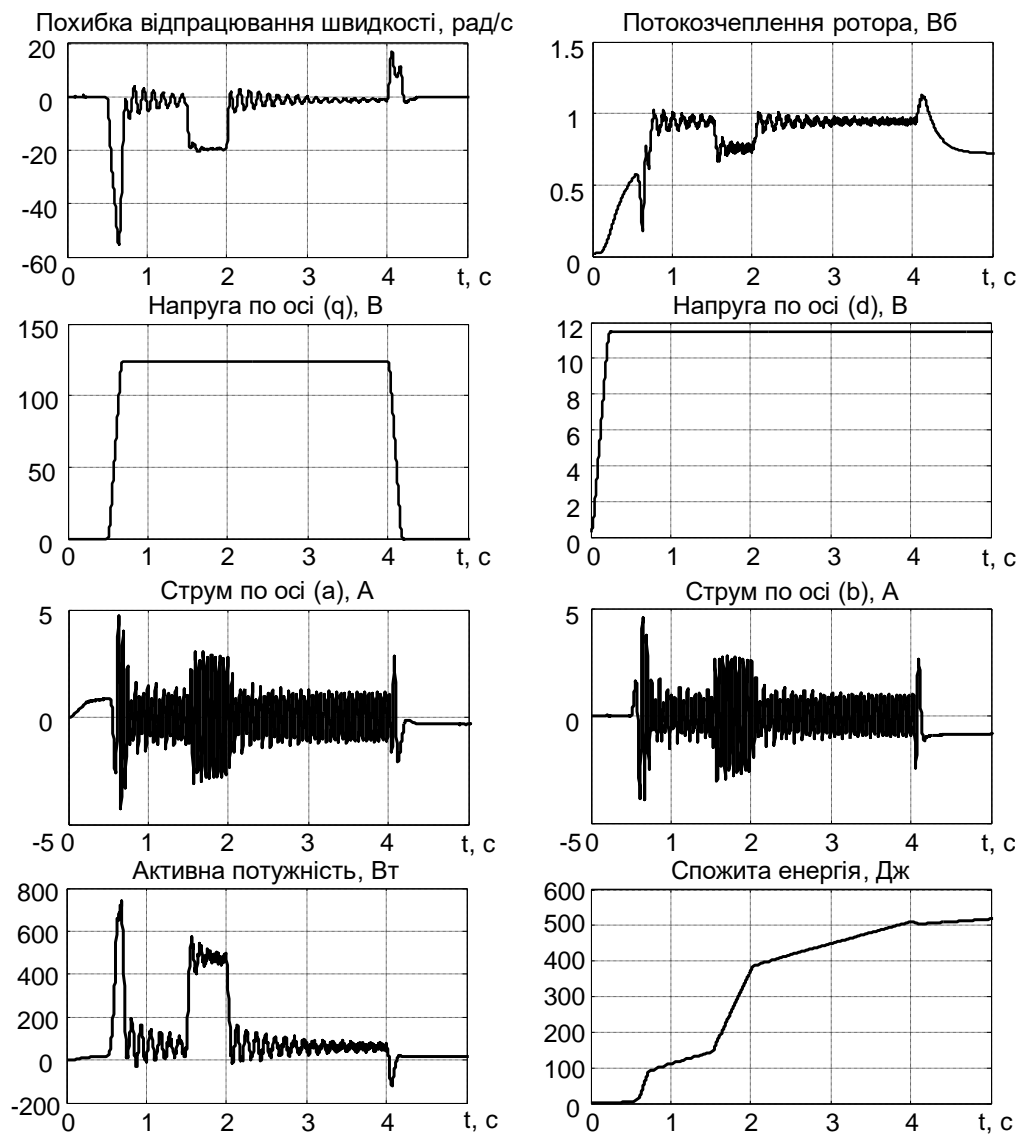


Рис. 2. 12. Експериментальні перехідні процеси в системі з КВК

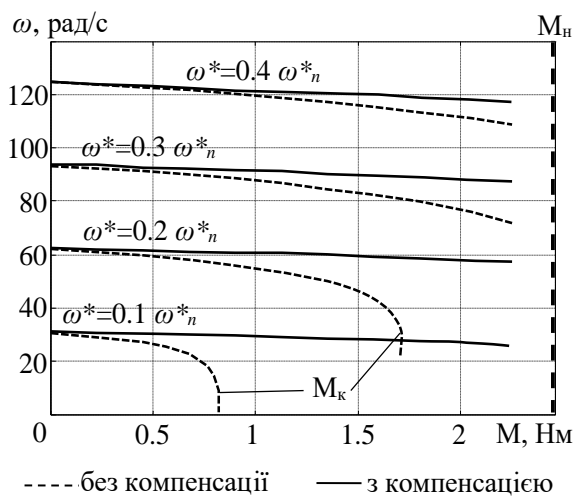


Рис. 2.13. Експериментальні механічні характеристики при квазівекторному керуванні

Першу серію тестів (моделювання та експеримент) виконано для дослідження процесів збудження АД.

На рис. 2.15а показано графіки перехідних процесів в умовах тесту рис.2.14, які отримано методом математичного моделювання. З графіка перехідного процесу модуля вектора потокозчеплення статора видно, що природний час збудження машини складає приблизно 1 с.

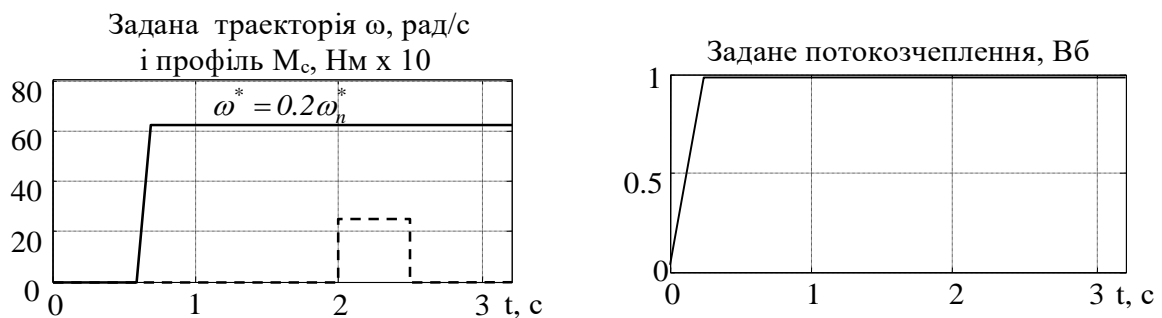


Рис. 2.14. Послідовність операцій керування

Відмітимо, що тривалість процесу збудження асинхронного двигуна залежить від його параметрів і може складати декілька секунд, що є небажаним в багатьох технологічних застосуваннях, оскільки тривале збудження двигуна вносить значну паузу в роботу технологічного устаткування.

Перехідні процеси з використанням алгоритму форсування збудження, заданого рівнянням (2.32), показано на Рис. 2.15б, з яких слідує, що збудження машини здійснюється за час, який визначається заданою траєкторією  $\psi_1^*(t)$ .

При відпрацюванні ступінчастого моменту навантаження система квазі-векторного керування є нестійкою, оскільки для  $\omega^* = 0.2\omega_n$  АД має критичний момент, що є меншим за значення моменту навантаження. Зменшення критичного моменту на механічних характеристиках, а також втрата стійкості на низьких швидкостях є результатом розмагнічування АД, що видно з графіків перехідних процесів модуля вектора потокозчеплення статора на рис. 2.15. При

цьому зменшення потокозчеплення відбувається як при створенні динамічного моменту так і при відпрацюванні статичного моменту навантаження.

На рис. 2.16 представлено експериментальні графіки перехідних процесів в умовах тесту рис. 2.14 (на рис. 2.16а – без форсування, на рис. 2.16б – з форсуванням збудження). З порівняння рис. 15 та рис 16 видно, що експериментальні перехідні процеси в високому ступені точності повторюють результати математичного моделювання. Зменшене значення струму збудження, а, відповідно, і зменшене значення оціненого за допомогою спостерігача потокозчеплення пояснюються впливом мертвого часу інвертора.

Наступним кроком виконано дослідження динамічної поведінки системи з алгоритмом компенсації зниження критичного моменту, який визначається рівнянням (2.31).

Результати експериментальних досліджень, які представлені на рис. 2.17, рис. 2.18, демонструють роботу АД при компенсації зниження критичного моменту за рахунок збільшення заданого потокозчеплення на швидкостях  $\omega^* = 62.8$  рад/с (20% від номінальної) і  $\omega^* = 31.4$  рад/с (10% від номінальної) відповідно. При виконанні тестів, показаних на рис. 2.17 і рис. 2.18 рівень заданого потокозчеплення, у відповідності до (2.31) встановлено рівним  $\psi_1^* = 1.69$  Вб для  $\omega^* = 62.8$  рад/с і  $\psi_1^* = 2.24$  Вб для  $\omega^* = 31.4$  рад/с. Як слідує з рис. 2.17, рис. 2.18, застосування алгоритму (2.31) дозволяє забезпечити стійку роботу АД в умовах дії стрибкоподібного моменту навантаження в зоні низьких швидкостей.

Необхідно відзначити, що робота АД при тестах, показаних на рис. 2.17, 2.18 відбувається в режимі глибокого насичення магнітної підсистеми, при цьому модуль вектора потокозчеплення є майже постійним.

Наступний показовий тест демонструє здатність системи квазівекторного частотного керування здійснити пуск АД з нульової швидкості при дії номінального моменту навантаження на валу двигуна. В умовах цього тесту викорис-

товувалася наступна послідовність операцій керування, [19]: протягом інтервалу часу  $0 \div 0.25\text{с}$  двигун збуджується, при  $t = 0.5\text{с}$  до валу нерухомої машини ступінчасто прикладається номінальний момент навантаження, починаючи з  $t = 0.6\text{с}$  двигун розганяється до швидкості  $\omega^* = 62.8$  рад/с за  $0.5$  с. Експериментальні графіки перехідних процесів цього тесту показано на рис. 2.19.

Як слідує з рис. 2.19, підвищення заданого значення модуля вектора потокозчеплення в зоні низьких швидкостей дозволяє забезпечити надійний пуск частотно-керованого двигуна з номінальним моментом навантаження на валу.

Таким чином, результати проведених тестів підтверджують ефективність компенсації зниження перевантажувальної здатності АД, оскільки при  $\omega^* \leq 0.25\omega_n$  і номінальному завданні магнітного потоку, частотно-керований АД не забезпечує номінальний момент (див. рис. 2.4, 2.13, 2.16).

Аналіз графіків перехідних процесів, представлених на рис. 2.15 – рис. 2.19 і механічних характеристик на рис. 2.13 свідчить про те, що представлений спосіб підвищення критичного моменту дозволяє забезпечити статичну та динамічну стійкість роботи АД в розширеному діапазоні регулювання кутової швидкості. При цьому необхідно відмітити, що, оскільки струм статора при завищених значеннях потокозчеплення стає вище номінального, то робота АД в такому режимі протягом тривалого інтервалу часу є неприпустимою. Разом з тим, для ряду механізмів, в яких необхідно забезпечити надійний розгін двигуна з підвищеним моментом, таке рішення є обґрунтованим.

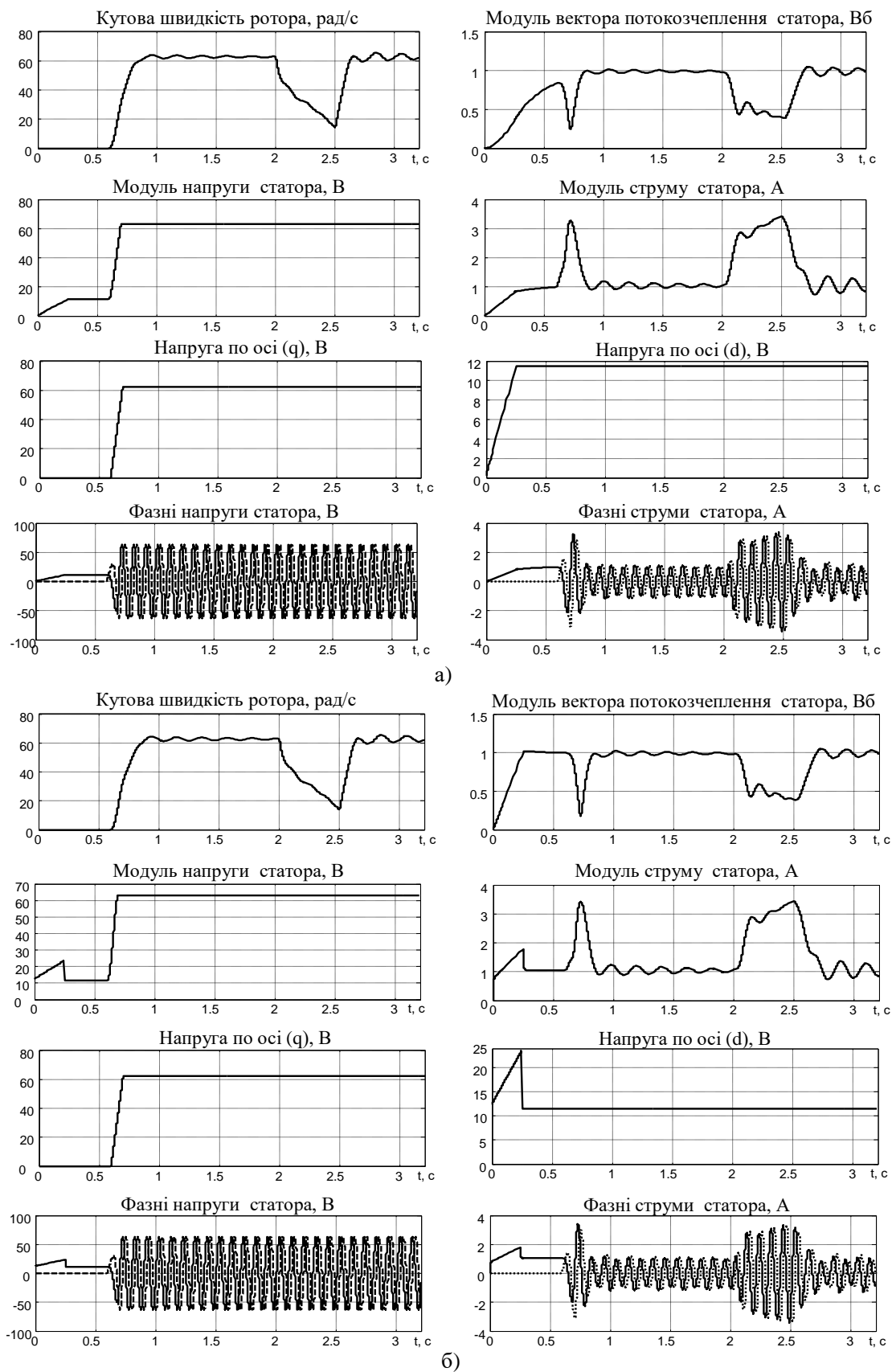


Рис. 2.15. Перехідні процеси з форсуванням збудження (математичне моделювання)



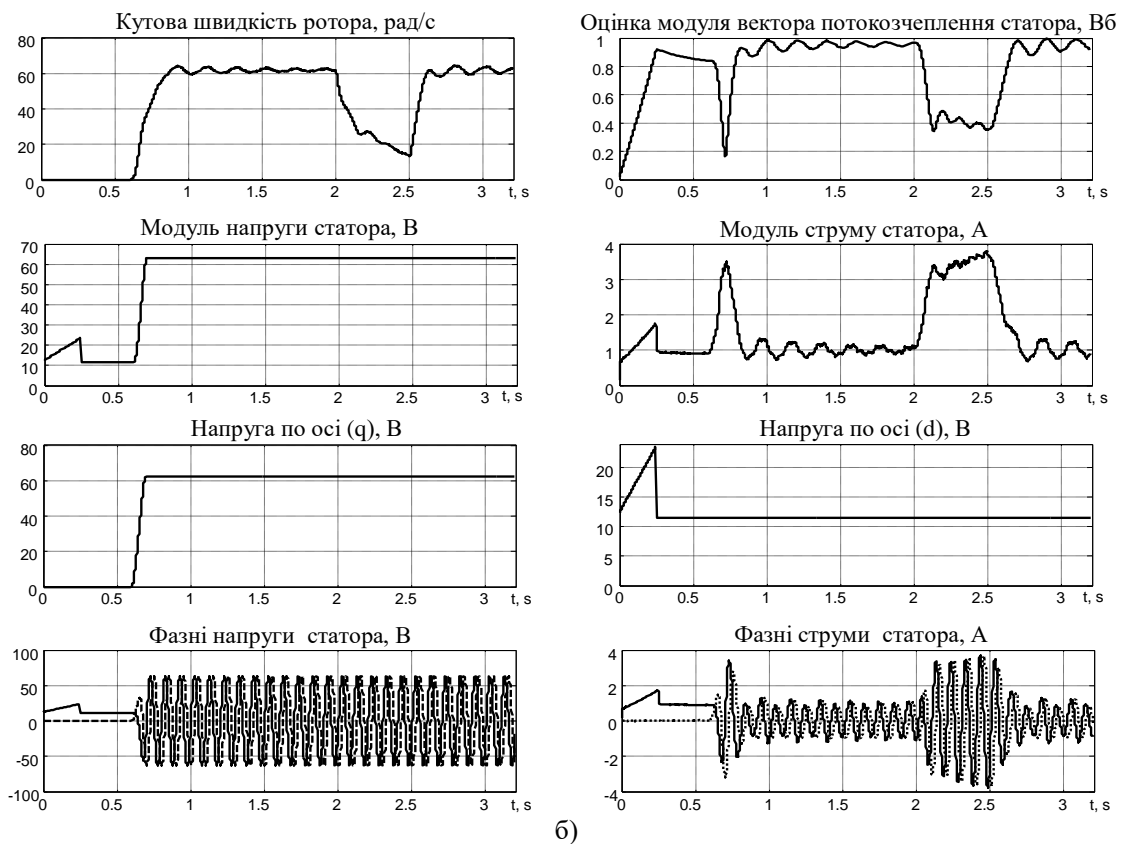
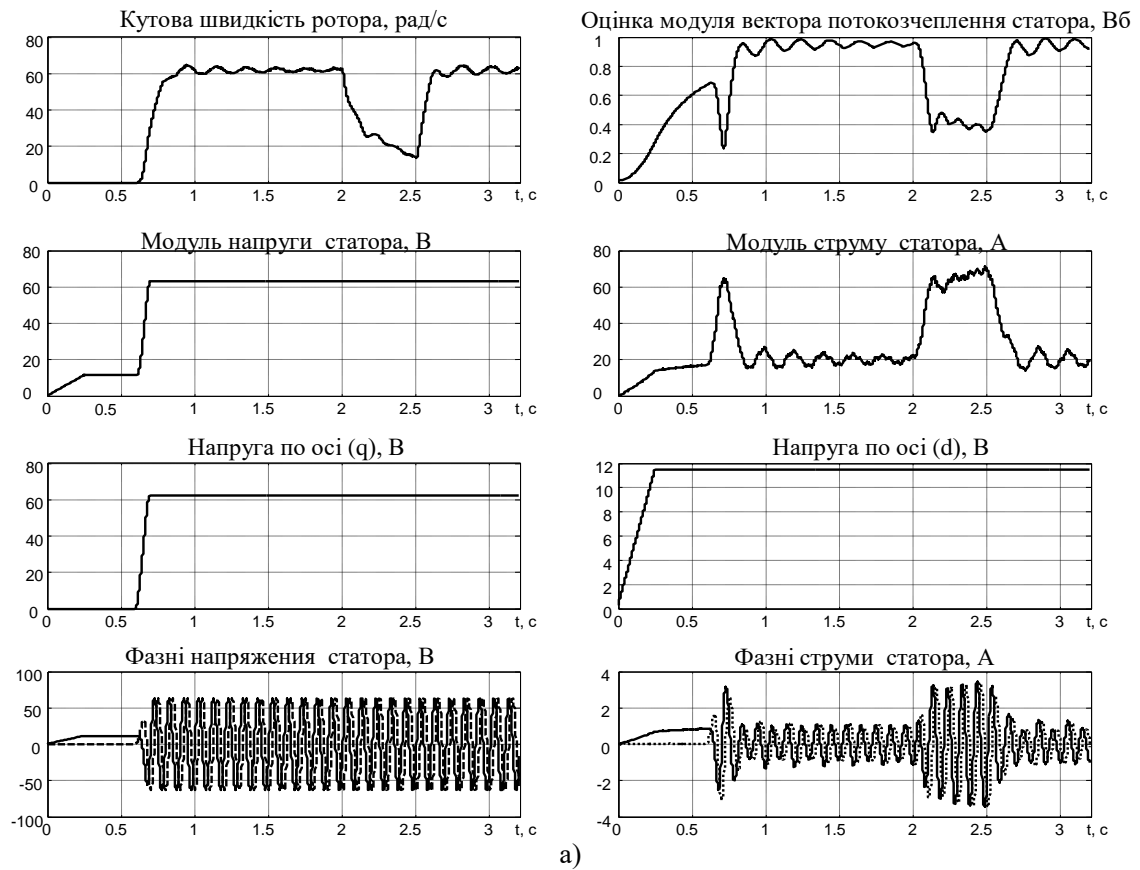


Рис. 2.16. Перехідні процеси з форсуванням збудження (експеримент)

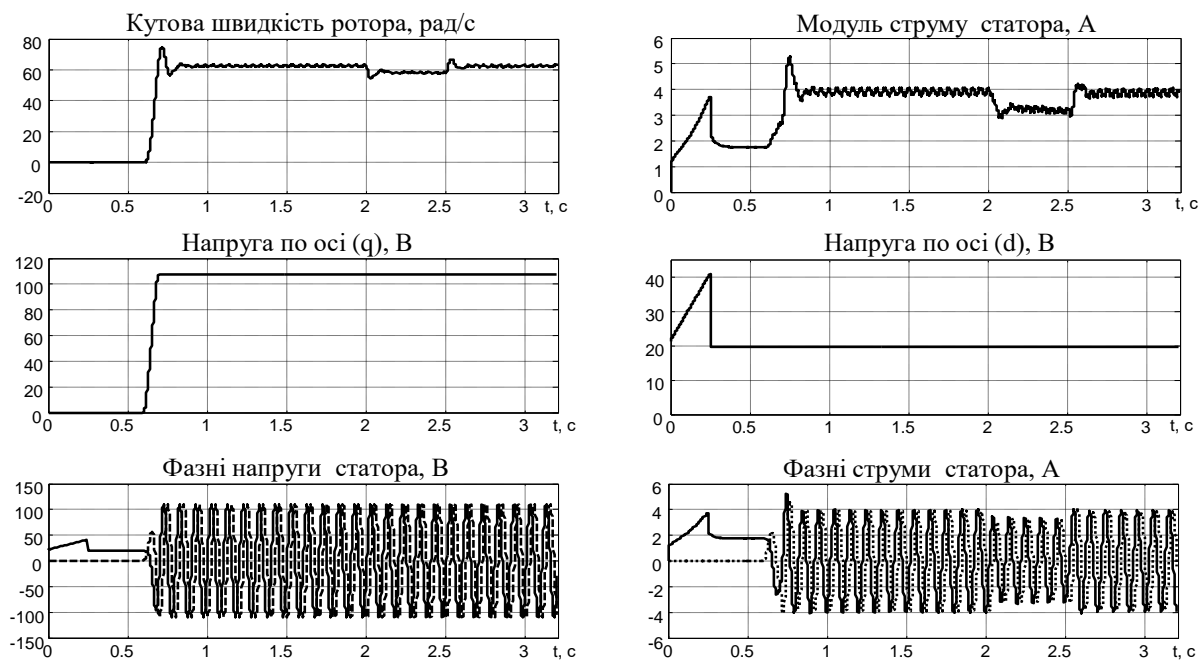


Рис. 2.17. Відпрацювання стрибкоподібного номінального моменту навантаження для  $\omega^* = 62.8$  рад/с

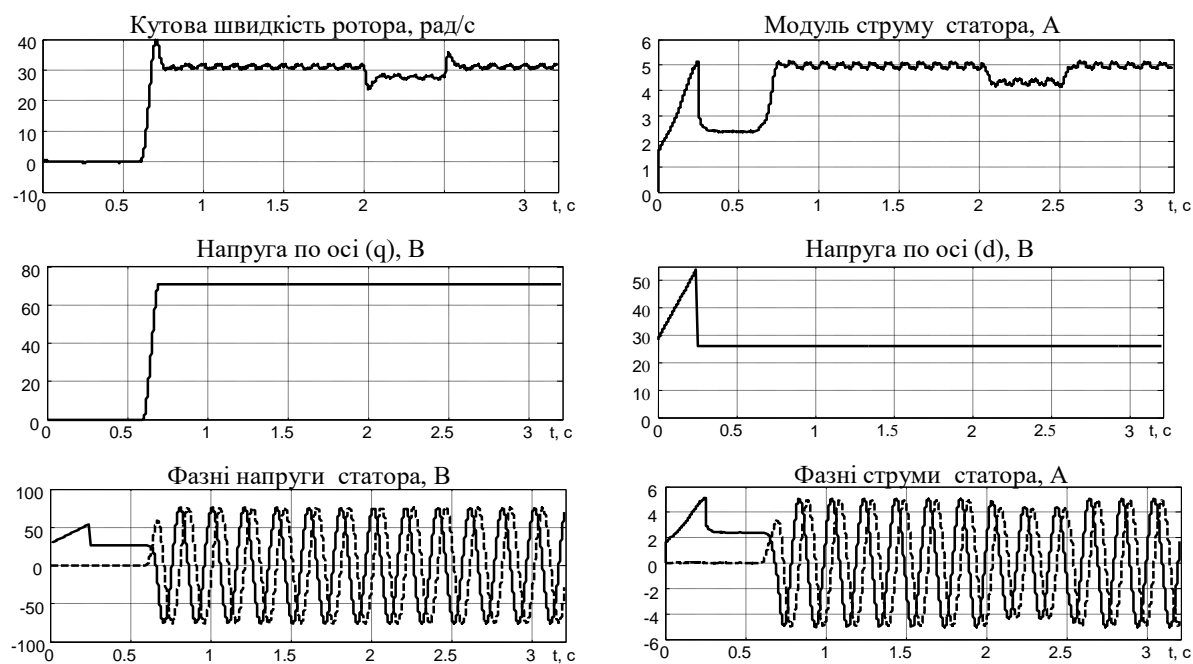


Рис. 2.18. Відпрацювання стрибкоподібного номінального моменту навантаження для  $\omega^* = 31.4$  рад/с

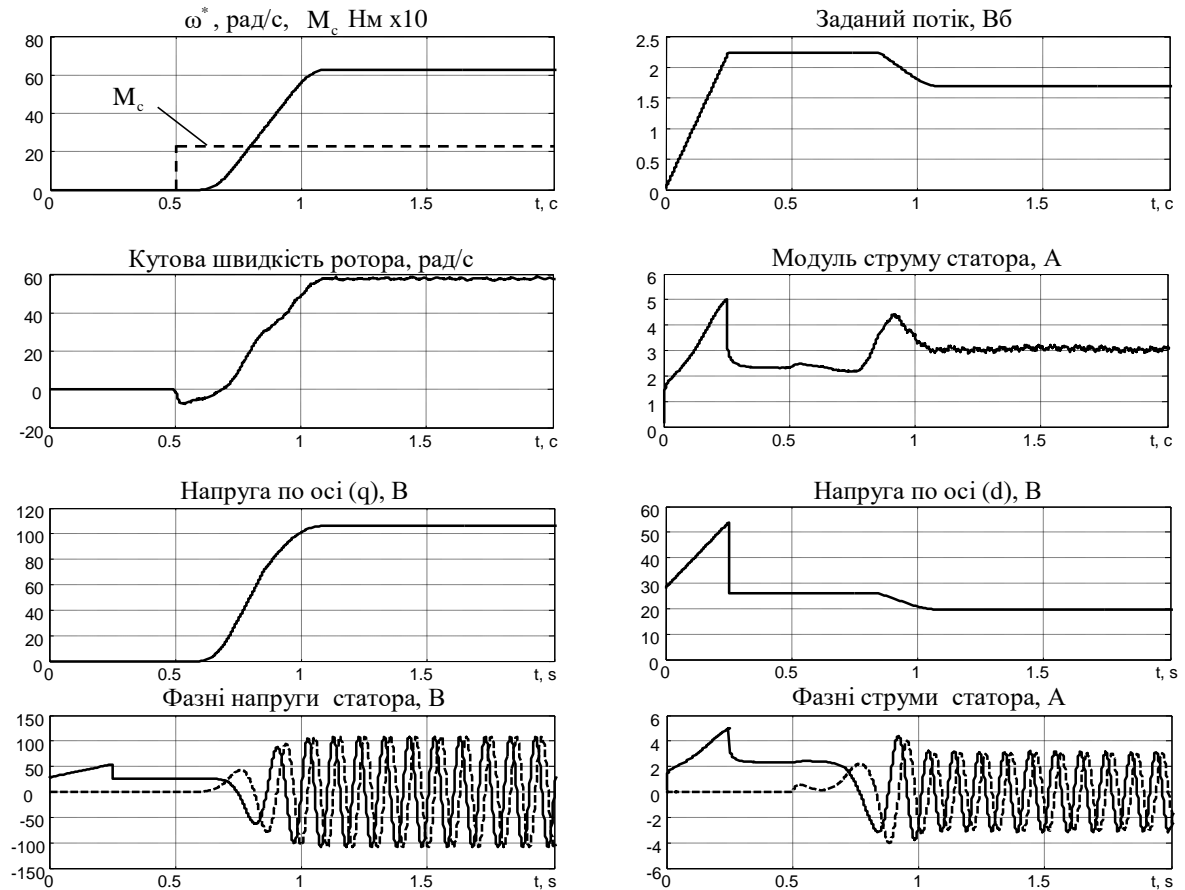


Рис. 2.19. Перехідні процеси розгону двигуна з нульової швидкості з номінальним моментом навантаження на валу

## Висновки по розділу 2

1. З використанням другого метода Ляпунова синтезовано алгоритм квазівекторного керування кутовою швидкістю, який гарантує асимптотичність регулювання кутової швидкості ротора і модуля вектора потокозчеплення статора, а також досягнення умов орієнтації за вектором потокозчеплення статора при нульовому моменті навантаження. У навантаженому стані система залишається локально стійкою в області стійкості, яка визначається значеннями параметрів АД.

2. Структура синтезованого алгоритму квазівекторного керування надала можливість формування бажаних статичних характеристик та форсування процесів збудження АД при повністю розімкненому керуванні.

3. Розроблено алгоритм модифікованого квазівекторного керування, який в умовах відсутності навантаження додатково забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій модуля вектора потокозчеплення та кутової швидкості ротора.

4. Методом математичного моделювання та експериментально підтверджено, що запропоновані розімкнені алгоритми керування дозволяють підвищити статичні, динамічні та енергетичні характеристики електромеханічних систем на основі частотного керування.

5. Розроблені алгоритми квазівекторного керування не потребують вимірювання координат асинхронного двигуна та є максимально простими з точки зору практичної реалізації.

### **РОЗДІЛ 3 РОБАСТНЕ БЕЗДАВАЧЕВЕ ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ДВИГУНОМ НА ОСНОВІ АДАПТИВНОГО СПОСТЕРІГАЧА ПОВНОГО ПОРЯДКУ**

Алгоритми квазівекторного керування кутовою швидкістю асинхронного двигуна, які синтезовані в попередньому розділі є повністю розімкненими і забезпечують рівень показників якості керування, який визначається лише параметрами асинхронного двигуна.

Метою даного розділу є розробка методу та синтез алгоритму робастного бездавачевого векторного керування асинхронними двигунами, який базується на теоретичному підході [96].

На відміну від алгоритмів бездавачевого керування [96], [100], де похибки регулювання струмів використовуються для керування потокозчепленням і оцінювання кутової швидкості, в даній роботі пропонується доповнити регулятори струмів компонентами інтегральної дії, а в підсистемі потокозчеплення і спостерігача кутової швидкості використовувати похибки оцінювання струмів. Така модифікація структури бездавачевого векторного керування дозволяє підвищити його властивості робастності до збурень, які пов'язані з варіаціями активного опору статора та неідеальностями інвертора.

Основні результати розділу опубліковано в роботах [114], [153], [180], [185 - 187]

#### **3. 1 Постановка задачі та концепція керування**

Розглянемо модель асинхронного двигуна (3.1), задану рівняннями динаміки кутової швидкості, струмів статора та потокозчеплень ротора в синхронній системі координат  $(d - q)$

$$\begin{aligned}
\dot{\omega} &= \mu(\psi_{2d}\dot{i}_{1q} - \psi_{2q}\dot{i}_{1d}) - \frac{M_c}{J}, \\
\dot{i}_{1d} &= -\gamma\dot{i}_{1d} + \omega_0\dot{i}_{1q} + \alpha\beta\psi_{2d} + \beta\omega\psi_{2q} + \frac{1}{\sigma}u_{1d} \\
\dot{i}_{1q} &= -\gamma\dot{i}_{1q} - \omega_0\dot{i}_{1d} + \alpha\beta\psi_{2q} - \beta\omega\psi_{2d} + \frac{1}{\sigma}u_{1q} \\
\dot{\psi}_{2d} &= -\alpha\psi_{2d} + (\omega_0 - \omega)\psi_{2q} + \alpha L_m\dot{i}_{1d} \\
\dot{\psi}_{2q} &= -\alpha\psi_{2q} - (\omega_0 - \omega)\psi_{2d} + \alpha L_m\dot{i}_{1q}
\end{aligned} \tag{3.1}$$

В загальній постановці задачі, як і для випадку вимірювання кутової швидкості, дві вихідні координати АД – кутова швидкість та модуль вектора потокозчеплення ротора визначені, як

$$\mathbf{y}_1 = \begin{pmatrix} \omega \\ \sqrt{\psi_{2d}^2 + \psi_{2q}^2} \end{pmatrix} \triangleq \begin{pmatrix} \omega \\ |\psi_2| \end{pmatrix}, \tag{3.2}$$

мають керуватися з використанням двовірного вектора напруги статора  $(u_{1a}, u_{1b})^T$  на основі інформації про вимірювані змінні стану – струми  $i_{1d}, i_{1q}$ .

Визначимо вектор завдань для вихідних змінних  $\mathbf{y}_1^* = (\omega^*, \psi^*)^T$ , де  $\omega^*$  і  $\psi^* > 0$  є заданими траєкторіями для змінних  $\omega$  і  $|\psi_2|$ . Похибки відпрацювання кутової швидкості та модуля вектора потокозчеплення ротора визначаються стандартним чином

$$\tilde{\omega} = \omega - \omega^*, \quad \tilde{\psi} = |\psi_2| - \psi^*. \tag{3.3}$$

Відповідно до концепції прямого полеорієнтування [1] похибки оцінювання компонент вектора потокозчеплення за осями d і q визначаються

$$\tilde{\psi}_d = \psi_{2d} - \hat{\psi}, \quad \tilde{\psi}_q = \psi_{2q}. \tag{3.4}$$

Розташування векторів струму статора та потокозчеплення ротора показано на рис. 3.1.

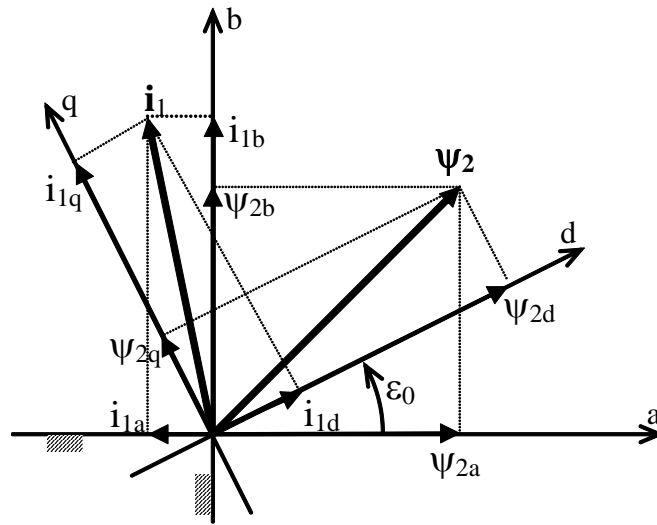


Рис. 3.1. Розташування векторів АД в стаціонарній та синхронній системах координат

Проблема відпрацювання кутової швидкості та модуля вектора потокозчеплення формулюється наступним чином. Розглянемо стандартну модель АД (3.1), припустимо, що:

- А. 1. Струми статора  $(i_{1d}, i_{1q})$  вимірюються.
- А. 2. Параметри АД відомі та постійні.
- А. 3. Момент навантаження  $M_c$  є постійним, обмеженим але невідомим.
- А. 4. Задані траєкторії зміни кутової швидкості та модуля вектора потокозчеплення  $\omega^*, \psi^*$  є обмеженими функціями з відомими першими та другими похідними за часом;  $\psi^* > 0$ .

В умовах цих припущень необхідно синтезувати керування по вимірюваному виходу

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= \varphi_1(\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_1^*, \mathbf{v}, \lambda), \\ \dot{\mathbf{v}} &= \varphi_2(\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_1^*, \mathbf{v}, \lambda), \mathbf{v} \in \mathbb{R}^v, \end{aligned} \tag{3.5}$$

де  $\lambda$  – вектор параметрів налаштування, яке гарантує:

О.1. Локальне асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості та модуля вектора потокозчеплення, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0, \quad (3.6)$$

при обмеженості всіх внутрішніх сигналів.

О.2. Асимптотичну орієнтацію за вектором потокозчеплення ротора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{2q} = 0. \quad (3.7)$$

О.3. Асимптотичне оцінювання кутової швидкості, тобто виконання умови

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\tilde{\omega}} = 0, \quad (3.8)$$

де  $\tilde{\tilde{\omega}} = \omega - \hat{\omega}$  – похибка оцінювання кутової швидкості,  $\hat{\omega}$  – оцінена кутова швидкість.

Додатковою вимогою є можливість формування динамічних показників якості відпрацювання координат шляхом впливу на вектор параметрів налаштування  $\lambda$ .

Для вирішення сформульованої задачі пропонується концепція керування яка передбачає виконання наступних кроків [185]: знаходження загальних структур нелінійних систем, які формуються при дії керування (3.5) та включають в себе три зв'язані підсистеми – електромагнітну, оцінювання кутової швидкості та механічну, та гарантують досягнення цілей О.1 – О.3; розробку методу прямого векторного керування, який для асинхронного двигуна формує такі структури; синтез алгоритму прямого векторного керування та оцінка синтезованих нелінійних контролерів з позицій простоти обмеження координат, налаштування та практичної реалізації.



Обґрунтування запропонованої концепції базується на використанні результату по стійкості композитних систем [100], [186] і формалізується у вигляді наступного твердження.

Твердження 3.1. Якщо динаміка композитної системи може бути представлена в вигляді наступної векторно-матричної форми:

$$\dot{\mathbf{x}}_\xi = \mathbf{A}_\xi \mathbf{x}_\xi + \mathbf{B}_{\xi 1}(\mathbf{t}, \mathbf{x}_e) \mathbf{x}_\xi + \mathbf{B}_{\xi 2}(\mathbf{t}) \mathbf{x}_e + \mathbf{B}_{\xi 3}(\mathbf{t}, \mathbf{x}_e) \mathbf{x}_e + \mathbf{B}_{\xi 4}(\mathbf{t}, \mathbf{x}_e) \mathbf{z}, \quad (3.9)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_e = \mathbf{A}_e(\mathbf{t}) \mathbf{x}_e + \mathbf{B}_{e1}(\mathbf{t}, \mathbf{x}_\xi, \mathbf{x}_e) \mathbf{x}_e + \mathbf{B}_{e2}(\mathbf{t}, \mathbf{x}_e) \mathbf{z}, \quad (3.10)$$

$$\varepsilon \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}_z \mathbf{z} + \varepsilon \mathbf{B}_{z1}(\mathbf{t}, \mathbf{x}_\xi, \mathbf{x}_e, \mathbf{z}). \quad (3.11)$$

де змінні стану  $\mathbf{x}_e(\mathbf{t}) \in \mathbf{B}_e$ ,  $\mathbf{x}_\xi(\mathbf{t}) \in \mathbf{B}_\xi$ ,  $\mathbf{z}(\mathbf{t}) \in \mathbf{B}_z$   $\forall \mathbf{t} \geq 0$ ,  $\mathbf{B}_e = \{\mathbf{x} : \|\mathbf{x}\| < b_e\}$ ,  $\mathbf{B}_\xi = \{\mathbf{x} : \|\mathbf{x}\| < b_\xi\}$ ,  $\mathbf{B}_z = \{\mathbf{z} : \|\mathbf{z}\| < b_z\}$ , то положення рівноваги системи (3.9), (3.10), (3.11)  $\mathbf{x}_\xi = 0$ ,  $\mathbf{x}_e = 0$ ,  $\mathbf{z} = 0$  є локально експоненційно стійким, якщо виконуються наступні умови:

P.1.  $\mathbf{A}_\xi$  стійка матриця, що задовольняє умовам Гурвіця та рішення рівняння Ляпунова  $\mathbf{A}_\xi + \mathbf{A}_\xi^T = -k_\omega \mathbf{I}_2$ ,  $k_\omega > 0$ ,  $\mathbf{I}_2 = \text{diag}[1, 1]$ .

P.2.  $\|\mathbf{B}_{\xi 1}(\mathbf{t}, \mathbf{x}_e) \mathbf{x}_\xi\| \leq k_\omega k_1 \|\mathbf{x}_e\| \|\mathbf{x}_\xi\|$  з  $0 < k_1 < \infty$ ,  $\forall \mathbf{x}_e \in \mathbf{B}_e$ ,  $\forall \mathbf{x}_\xi \in \mathbf{B}_\xi$ ,  $\forall \mathbf{t} \geq 0$ .

P3.  $\|\mathbf{B}_{\xi 2}(\mathbf{t})\| \leq k_\omega k_2$  з  $0 < k_2 < \infty$ ,  $\forall \mathbf{t} \geq 0$ .

P4.  $\|\mathbf{B}_{\xi 3}(\mathbf{t}, \mathbf{x}_e) \mathbf{x}_e\| \leq k_\omega k_3 \|\mathbf{x}_e\|^2$  з  $0 < k_3 < \infty$ ,  $\forall \mathbf{x}_e \in \mathbf{B}_e$ ,  $\forall \mathbf{t} \geq 0$ .

P5. Положення рівноваги системи  $\dot{\mathbf{x}}_e = \mathbf{A}_e(\mathbf{t}) \mathbf{x}_e$  є глобально експоненційно стійким.

P6.  $\|\mathbf{B}_{e1}(\mathbf{t}, \mathbf{x}_\xi, \mathbf{x}_e) \mathbf{x}_e\| < k_4 \|\mathbf{x}_e\|^2 + k_5 \|\mathbf{x}_e\| \|\mathbf{x}_\xi\|$  з  $0 < (k_4, k_5) < \infty$ ,  $\forall \mathbf{x}_e \in \mathbf{B}_e$ ,  $\forall \mathbf{x}_\xi \in \mathbf{B}_\xi$ ,  $\forall \mathbf{t} \geq 0$ .

P.7.  $\|\mathbf{B}_{\xi 4}(\mathbf{t}, \mathbf{x}_e)\| \leq k_\omega k_6$  з  $0 < k_6 < \infty$ ,  $\forall \mathbf{x}_e \in \mathbf{B}_e$ ,  $\forall \mathbf{t} \geq 0$ .

$$P.8. \quad \|\mathbf{B}_{e2}(t, \mathbf{x}_e)\| \leq k_8 \text{ з } 0 < k_8 < \infty, \forall \mathbf{x}_e \in \mathbf{B}_e, \forall t \geq 0.$$

P.9.  $\mathbf{A}_z$  є лінійною матрицею, для якої рівняння Ляпунова  $\mathbf{A}_z^T + \mathbf{A}_z = -k_\omega \mathbf{I}_2$  є справедливим.

$$P10. \quad \|\mathbf{B}_{z1}(t, \mathbf{x}_\xi, \mathbf{x}_e, \mathbf{y})\| \leq (k_9 + k'_9 / k_\omega) \|\mathbf{x}_\xi\| + k_{10} \|\mathbf{x}_e\| + (k_{11} + \varepsilon k'_{11} / k_\omega) \|\mathbf{z}\| \quad 3$$

$$0 < (k_9, k'_9, k_{10}, k_{11}, k'_{11}) < \infty, \forall \mathbf{x}_\xi \in \mathbf{B}_\xi, \forall \mathbf{x}_e \in \mathbf{B}_e, \forall \mathbf{z} \in \mathbf{B}_z, \forall t \geq 0.$$

Доказ твердження 3.1 дано в [100], [186].

Метод синтезу бездавачевих керувань в класі прямого полеорієнтування, а також доведення стійкості композитної системи подається в наступних підрозділах шляхом конструювання алгоритму керування кутовою швидкістю та модулем вектора потокозчеплення.

### 3.2 Синтез алгоритму робастного бездавачевого векторного керування кутовою швидкістю

#### 3.2.1 Спостерігач координат асинхронного двигуна повного порядку

Для побудови системи бездавачевого векторного керування розглянемо спеціальний адаптивний спостерігач координат асинхронного двигуна повного порядку, який представлено у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\psi}} &= -\alpha \hat{\psi} + \alpha L_m \hat{i}_d, \\ \dot{\hat{\varepsilon}}_0 &= \omega_0 = \hat{\omega} + \alpha L_m \frac{\hat{i}_{lq}}{\hat{\psi}} + \frac{1}{\hat{\psi}} v_\varepsilon, \\ \dot{\hat{i}}_d &= -\gamma \hat{i}_d + \omega_0 \hat{i}_{lq} + \alpha \beta \hat{\psi} + \frac{1}{\sigma} u_{ld} + k_{od} \tilde{\hat{i}}_d, \\ \dot{\hat{i}}_q &= -\gamma \hat{i}_q - \omega_0 \hat{i}_{ld} - \beta \hat{\psi} \hat{\omega} + \frac{1}{\sigma} u_{lq} + k_{oq} \tilde{\hat{i}}_q, \\ \dot{\hat{\omega}} &= -\frac{k_{oi}}{\beta \hat{\psi}} \tilde{\hat{i}}_q, \end{aligned} \quad (3.12)$$

де  $\hat{\psi}$  – оцінене значення модуля вектора потокозчеплення ротора,  $\hat{i}_d, \hat{i}_q$  – оцінки струмів  $i_{ld}$  та  $i_{lq}$  відповідно,  $\tilde{i}_d = i_{ld} - \hat{i}_d, \tilde{i}_q = i_{lq} - \hat{i}_q$  – похибки оцінювання струмів  $i_{ld}$  та  $i_{lq}$ ,  $(k_{od}, k_{oq}) > 0$  – коефіцієнти налаштування спостерігачів струму,  $k_{oi} > 0$  – коефіцієнт налаштування спостерігача кутової швидкості ротора,  $v_\varepsilon$  – коригуючий зворотній зв'язок, який буде визначено далі.

Спостерігач (3.12) забезпечує асимптотичне оцінювання модуля вектора потокозчеплення ротора, струмів статора та змінної в часі кутової швидкості ротора. При цьому перші три рівняння в (3.12) забезпечують оцінювання вектора потокозчеплення статора і можуть бути використані для побудови підсистеми регулювання потокозчеплення, а четверте і п'яте рівняння визначають адаптивний спостерігач кутової швидкості.

Адаптивний спостерігач кутової швидкості ротора базується на ідеї використання впливу кутової швидкості на динаміку моментоутворюючої складової струму статора  $i_q$  через складову проти-ЕРС  $\beta\omega\psi_{2d}$ . Для ілюстрації цієї ідеї розглянемо рівняння динаміки похибки оцінювання струму  $i_q$  у вигляді

$$\dot{\tilde{i}}_q = -(\gamma + k_{oq})\tilde{i}_q - \beta\hat{\psi}\tilde{\omega} + \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d. \quad (3.13)$$

Як видно з рівняння (3.13), наявність похибки оцінювання кутової швидкості  $\tilde{\omega}$  призводить до появи похибки оцінювання моментоутворюючого струму, тобто сигнал  $\tilde{i}_q$  містить інформацію про похибку оцінювання кутової швидкості. У відповідності до теорії адаптивних систем, відтворення інформації про  $\hat{\omega}$  здійснюється шляхом інтегрування похибки  $\tilde{i}_q$  в структурі адаптивного спостерігача, яких задається у наступному вигляді:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{i}}_q &= -\gamma \hat{i}_q - \omega_0 \hat{i}_{ld} - \beta \hat{\psi} \hat{\omega} + \frac{1}{\sigma} u_{lq} + k_{oq} \tilde{\hat{i}}_q, \\ \dot{\hat{\omega}} &= -\frac{k_{oi}}{\beta \hat{\psi}} \tilde{\hat{i}}_q,\end{aligned}\tag{3.14}$$

Рівняння (3.14) визначають загальну форму спостерігача кутової швидкості, який в системі регулювання кутової швидкості модифікується до вигляду

$$\begin{aligned}\dot{\hat{i}}_q &= -\gamma \hat{i}_q - \omega_0 \hat{i}_{ld} - \beta \hat{\psi} \hat{\omega} + \frac{1}{\sigma} u_{lq} + k_{oq} \tilde{\hat{i}}_q, \\ \dot{e}_\omega &= -\frac{k_{oi}}{\beta \hat{\psi}} \tilde{\hat{i}}_q, \\ \hat{\omega} &= \omega^* + e_\omega,\end{aligned}\tag{3.15}$$

де  $e_\omega = \hat{\omega} - \omega^*$  – похибка відпрацювання оціненої кутової швидкості.

Спостерігач у формі (3.15) забезпечує підвищену швидкість сходимості оцінювання кутової швидкості в динамічних режимах.

Необхідно відзначити, що для коректної роботи алгоритмів оцінювання кутової швидкості (3.14), (3.15), необхідним є досягнення умов  $\tilde{\psi}_d = \tilde{\psi}_q = 0$ ,  $\hat{\psi} = \psi^* = \text{const}$ . Невиконання цих умов призведе до додаткових збурень в правій частині (3.13), які, будучи проінтегрованими призведуть до виникнення похибки оцінювання кутової швидкості.

### 3.2.2 Підсистема потокозчеплення при прямому полеорієнтуванні

Слідуючи концепції прямого полеорієнтування [1], [187], [188] розглянемо спостерігач вектора потокозчеплення ротора зниженого порядку у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\psi}} &= -\alpha \hat{\psi} + \alpha L_m \hat{i}_d \\ \dot{e}_0 &= \omega_0 = \hat{\omega} + \alpha L_m \frac{\hat{i}_{lq}}{\hat{\psi}} + \frac{1}{\hat{\psi}} v_\varepsilon\end{aligned}\tag{3.16}$$

$$\dot{\hat{i}}_d = -\gamma \hat{i}_d + \omega_0 \hat{i}_{lq} + \alpha \beta \hat{\psi} + \frac{1}{\sigma} u_{ld} + k_{od} \tilde{\hat{i}}_d, \quad (3.17)$$

Визначимо похибку відпрацювання оціненого потокозчеплення як

$$e_\psi = \hat{\psi} - \psi^*, \quad (3.18)$$

тоді її динаміка запишеться у вигляді

$$\dot{e}_\psi = -\alpha e_\psi + \alpha L_m \tilde{\hat{i}}_d - \alpha L_m \tilde{\tilde{i}}_d - \alpha \psi^* + \alpha L_m \dot{i}_d^* - \dot{\psi}^* \quad (3.19)$$

Використовуючи вираз (3.19), сформуємо наступний регулятор модуля вектора потокозчеплення ротора:

$$\begin{aligned} \dot{i}_d^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^* - k_\psi e_\psi - x_\psi) \\ \dot{x}_\psi &= k_{\psi i} e_\psi, \end{aligned} \quad (3.20)$$

де  $k_\psi, k_{\psi i} > 0$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових ПП-регулятора модуля вектора потокозчеплення,  $x_\psi$  – інтегральна компонента регулятора.

Після підстановки (3.20) в (3.19), динаміка похибки відпрацювання потокозчеплення набуває вигляду

$$\begin{aligned} \dot{e}_\psi &= -(\alpha + k_\psi) e_\psi + \alpha L_m (\tilde{\hat{i}}_d - \tilde{\tilde{i}}_d) - x_\psi, \\ \dot{x}_\psi &= k_{\psi i} e_\psi \end{aligned} \quad (3.21)$$

Динаміка похибки оцінювання польової компоненти струму статора з (3.17) і другого рівняння (3.1) має вигляд

$$\dot{\tilde{i}}_d = -k_{odl} \tilde{i}_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q, \quad (3.22)$$

де  $k_{odl} = \gamma + k_{od}$ .

### 3.2.3 Підсистема регулювання кутової швидкості

Розглянемо рівняння електромеханічної системи АД

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \mu (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}) - \frac{M_c}{J}, \\ \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta \omega \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma} u_{1q}. \end{aligned} \quad (3.23)$$

Динаміка похибки відпрацювання кутової швидкості згідно з її визначенням (2.4) та першим рівнянням (3.23) запишеться у вигляді

$$\dot{\tilde{\omega}} = \mu \hat{\psi}_q \tilde{i}_q + \mu \hat{\psi}_q^* i_q + \mu (\tilde{\psi}_d i_{1q} - \tilde{\psi}_q i_{1d}) - \tilde{M}_c - \hat{M}_c - \dot{\omega}^*, \quad (3.24)$$

де  $\hat{M}_c$  – оцінка константи  $\frac{M_c}{J}$ ,  $\tilde{M}_c = \frac{M_c}{J} - \hat{M}_c$  – похибка оцінювання.

Визначивши похибку відпрацювання оціненої кутової швидкості

$$e_\omega = \hat{\omega} - \omega^*, \quad (3.25)$$

сформуємо алгоритм відпрацювання кутової швидкості у вигляді

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\mu \hat{\psi}} (\dot{\omega}^* - k_\omega e_\omega + \hat{M}_c), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} e_\omega, \end{aligned} \quad (3.26)$$

де  $(k_\omega, k_{\omega i}) > 0$  – коефіцієнти підсилення пропорційної та інтегральної складових нелінійного пропорційно-інтегрального регулятора швидкості.

Зауваження. Для невиродженості алгоритму керування кутовою швидкістю (3.26) необхідно, щоб виконувалася умова  $\hat{\psi}(t) > 0$ ,  $\forall t \geq 0$ . Виконання цієї умови забезпечується за рахунок використання регулятора оціненого потокозчеплення (3.20), що буде показано в підрозділі 3.1.5 при аналізі стійкості.

Динаміка похибки регулювання кутової швидкості (3.24) при дії регулятора (3.26) описується рівняннями

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\omega}} &= -k_{\omega} e_{\omega} - \tilde{M}_c + \mu \hat{\psi} \tilde{i}_q + \mu (\tilde{\psi}_d i_{lq} - \tilde{\psi}_q i_{ld}), \\ \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} e_{\omega},\end{aligned}\tag{3.27}$$

### 3.2.4 Коструювання контурів регулювання струму

Розглянемо процедуру конструювання нелінійних регуляторів струмів АД, які дозволять досягнути умов струмового керування в системах бездавачевого керування кутовою швидкістю, [188].

З використанням другого та третього рівнянь моделі (3.1) запишемо рівняння динаміки похибок відпрацювання заданих струмів у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_d &= -\gamma \tilde{i}_d + \omega_0 \tilde{i}_q + \alpha \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q + \alpha \beta \hat{\psi} - \gamma i_d^* + \omega_0 i_q^* + \frac{1}{\sigma} u_{ld} - \dot{i}_d^*, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\gamma \tilde{i}_q - \omega_0 \tilde{i}_d - \beta \omega \tilde{\psi}_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_q - \beta \tilde{\omega} \hat{\psi} - \beta \hat{\omega} \hat{\psi} - \gamma i_q^* - \omega_0 i_d^* + \frac{1}{\sigma} u_{lq} - \dot{i}_q^*,\end{aligned}\tag{3.28}$$

Виходячи з (3.28), сконструюємо наступний алгоритм регулювання струмів за осями (d) і (q):

$$\begin{aligned}u_{ld} &= \sigma (\gamma i_d^* - \omega_0 i_q^* - \alpha \beta \hat{\psi} + \dot{i}_d^* - k_{id} \tilde{i}_d + x_d), \\ \dot{x}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_d,\end{aligned}\tag{3.29}$$

$$\begin{aligned}u_{lq} &= \sigma (\gamma i_q^* + \omega_0 i_d^* + \beta \hat{\omega} \hat{\psi} + \dot{i}_q^* - k_{iq} \tilde{i}_q + x_q), \\ \dot{x}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_q,\end{aligned}\tag{3.30}$$

де  $(k_{id}, k_{iq}) > 0$ ,  $k_{ii} > 0$  – коефіцієнти підсилення пропорційних та інтегральних складових нелінійних пропорційно-інтегральних регуляторів струмів відповідно.

Динаміка похибок відпрацювання струмів при дії алгоритмів регулювання струмів (3.29), (3.30) набуває вигляду

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_d &= -(\gamma + k_{id})\tilde{i}_d + \omega_0\tilde{i}_q + \alpha\beta\tilde{\psi}_d + \beta\omega\tilde{\psi}_q + x_d, \\ \dot{x}_d &= -k_{ii}\tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -(\gamma + k_{iq})\tilde{i}_q - \omega_0\tilde{i}_d + \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d + x_q - \beta\hat{\psi}\tilde{\omega}, \\ \dot{x}_q &= -k_{ii}\tilde{i}_q.\end{aligned}\tag{3.31}$$

Необхідно відзначити, що за рахунок встановлення «великих» коефіцієнтів  $k_{id}, k_{iq}$ , а також введення інтегральних складових регуляторів струму відбувається мінімізація похибок регулювання струмів  $(\tilde{i}_d, \tilde{i}_q)$ , зумовлених збуреннями в правій частині їх рівнянь динаміки (3.31).

Коригуючий зворотній зв'язок  $v_\varepsilon$ , введений в рівняння (3.16) дає додатковий степінь свободи для формування динаміки  $\varepsilon_0$  з метою забезпечення стійкості підсистеми регулювання потокозчеплення, а також надання їй властивостей робастності до параметричних збурень. У відомих рішеннях [96], [100], [186] цей коригуючий зв'язок формується в функції похибки відпрацювання польової компоненти струму статора та оціненої кутової швидкості.

Оскільки нелінійний ПІ регулятор (3.29), який має «великі» коефіцієнти підсилення, забезпечує утримання похибки відпрацювання струму  $i_d$  на нульовому рівні, то в даній роботі для формування коригуючого зв'язку  $v_\varepsilon$  запропоновано використовувати похибку оцінювання польової компоненти струму статора, з використанням спостерігача (3.12).



### 3.2.5 Дослідження властивостей стійкості

При використанні алгоритму бездавачевого керування, заданого рівняннями (3.15), (3.16), (3.17), (3.20), (3.26), (3.29), (3.30) динаміка похибок відпрацювання та оцінювання координат описується системою нелінійних диференціальних рівнянь тринадцятого порядку, яка має вигляд

$$\dot{e}_\psi = -(\alpha + k_\psi)e_\psi + \alpha L_m(\tilde{i}_d - \tilde{i}_d) - x_\psi, \quad (3.32)$$

$$\dot{x}_\psi = k_{\psi i}e_\psi$$

$$\dot{\tilde{i}}_d = -k_{idl}\tilde{i}_d + \omega_0\tilde{i}_q + \alpha\beta\tilde{\psi}_d + \beta\omega\tilde{\psi}_q + x_d,$$

$$\dot{x}_d = -k_{ii}\tilde{i}_d,$$

$$\dot{\tilde{i}}_q = -k_{iq1}\tilde{i}_q - \omega_0\tilde{i}_d + \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d + x_q - \beta\hat{\psi}(\tilde{\omega} - e_\omega),$$

$$\dot{x}_q = -k_{ii}\tilde{i}_q,$$

$$\dot{\tilde{M}}_c = k_{oi}e_\omega,$$

$$\dot{\tilde{\omega}} = -k_\omega e_\omega - \tilde{M}_c + \mu\hat{\psi}\tilde{i}_q + \mu(\tilde{\psi}_d\dot{i}_{1q} - \tilde{\psi}_q\dot{i}_{1d})$$

$$\dot{\tilde{\psi}}_d = -\alpha\tilde{\psi}_d + \omega_2\tilde{\psi}_q,$$

$$\dot{\tilde{\psi}}_q = -\alpha\tilde{\psi}_q - \omega_2\tilde{\psi}_d + \alpha L_m\tilde{i}_q + \hat{\psi}(\tilde{\omega} - e_\omega) - v_\varepsilon,$$

$$\dot{\tilde{i}}_d = -k_{od1}\tilde{i}_d + \alpha\beta\tilde{\psi}_d + \beta\omega\tilde{\psi}_q,$$

$$\dot{e}_\omega = -\frac{k_{oi}}{\beta\hat{\psi}}\tilde{i}_q,$$

$$\dot{\tilde{i}}_q = -k_{oq1}\tilde{i}_q - \beta\hat{\psi}(\tilde{\omega} - e_\omega) + \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d$$

(3.36)

де  $k_{idl} = \gamma + k_{id}$ ,  $k_{iq1} = \gamma + k_{iq}$ ,  $k_{od1} = \gamma + k_{od}$ ,  $k_{oq1} = \gamma + k_{oq}$ .

Підсистема відпрацювання оціненого потокозчеплення (3.32) є лінійною та стійкою підсистемою, яка включена послідовно по відношенню до решти системи, заданої рівняннями (3.33) – (3.36). Оскільки при виконанні умови  $\lim_{t \rightarrow \infty}(\tilde{i}_d, v_\psi) = 0$  точка рівноваги  $(x_\psi, e_\psi) = 0$  системи (3.32) є стійкою, то пода-

льший аналіз стійкості необхідно виконати для системи одинадцятого порядку, заданої виразами (3.33) – (3.36). Необхідно також відзначити, що  $e_\psi = 0$  означає що  $\hat{\psi} = \psi^*$ .

Для уникнення виродженості алгоритмів керування потокозчепленням та кутовою швидкістю (3.16), (3.26), а також спостерігача кутової швидкості (3.15) необхідно, щоб виконувалася умова  $\hat{\psi}(t) > 0$ . Приймаючи початкові умови  $\hat{\psi}(0) = \psi^*(0) > 0$ , що відповідає  $e_\psi(0) = 0$ , з (3.32), перших двох рівнянь в (3.33) та третього рівняння в (3.35) встановлюємо, що при  $\tilde{i}_d(0) = \tilde{i}_q(0) = 0$  модуль похибки  $|e_\psi(t)|$  може бути зроблений скільки завгодно малим за рахунок збільшення коефіцієнтів регуляторів струму, потокозчеплення та спостерігача польового струму  $k_{id}, k_{ii}, k_\psi, k_{\psi i}, k_{od}$ . Відповідно, умова  $|e_\psi(t)| < \psi^*(0)$ , яка є необхідною для того, щоб  $\hat{\psi}(t) > 0$ , завжди може бути забезпеченою.

Відмітимо, що важлива властивість підсистем регулювання та оцінювання кутової швидкості (3.34) і (3.36), полягає в тому, що номінальна динаміка похибки кутової швидкості (при  $\tilde{\psi}_d = \tilde{\psi}_q = \tilde{i}_d = 0$ ,  $\hat{\psi} = \psi^* = \text{const}$ ) є лінійною.

Прямий доказ стійкості нелінійної системи одинадцятого порядку (3.33) – (3.36) є ускладненим. Завдяки використанню нелінійних ПІ-регуляторів струмів (3.31) і регулятора потокозчеплення ротора (3.20) з великими коефіцієнтами підсилення досягаються умови струмового керування, що дозволяє виконувати подальший аналіз стійкості системи (3.34) – (3.36), приймаючи  $\tilde{i}_d = 0$ ,  $\tilde{i}_q = 0$ , а також  $e_\psi = 0$ , тобто  $\hat{\psi} = \psi^*$ . При виконанні цих умов динаміка похибок відпрацювання (3.34) – (3.36) записується у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} e_\omega, \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -k_\omega e_\omega - \tilde{M}_c + \mu(\tilde{\psi}_d i_{1q} - \tilde{\psi}_q i_{1d}) \end{aligned} \quad (3.37)$$

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q, \\
\dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d + \psi^* (\tilde{\omega} - e_\omega) - v_\varepsilon, \\
\ddot{\tilde{i}}_d &= -k_{od1} \tilde{i}_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q,
\end{aligned} \tag{3.38}$$

$$\begin{aligned}
\dot{e}_\omega &= -\frac{k_{oi}}{\beta \psi^*} \tilde{i}_q, \\
\ddot{\tilde{i}}_q &= -k_{oq1} \tilde{i}_q - \beta \psi^* (\tilde{\omega} - e_\omega) + \alpha \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d,
\end{aligned} \tag{3.39}$$

і представляє собою декомпозицію на три зв'язані в замкнутому контурі зворотного зв'язку підсистеми: електромагнітну (3.38), оцінювання кутової швидкості (3.39) і механічну (3.37).

Доведення стійкості забезпечується за рахунок коректного вибору коефіцієнтів налаштування регуляторів та спостерігачів з метою забезпечення необхідного розділення в часі динамічних властивостей підсистем (3.38) – (3.39). На наступному етапі доводяться властивості локальної експоненціальної стійкості системи зниженого порядку. Для цього виконується дослідження стійкості квазіусталеної динаміки похибок оцінювання потокозчеплення за умов наявності персистентності збудження, з подальшою інтеграцією з динамікою похибок відпрацювання кутової швидкості. На заключному етапі, з використанням теорії стійкості взаємозв'язаних систем, доводиться стійкість всієї системи.

Першим кроком з доведення стійкості є вибір параметрів налаштування спостерігача моментоутворюючого струму  $i_{lq}$  і оцінювання кутової швидкості  $(k_{oq}, k_{oi})$  для підсистеми (3.39) з метою забезпечення її більш високої швидкодії у порівнянні з динамікою контуру регулювання кутової швидкості (3.37).

Визначимо наступне лінійне перетворення для змінних  $\tilde{i}_q$  і  $e_\omega$ :

$$\begin{aligned} w_1 &= \frac{k_{oq1} \tilde{i}_q}{2}, \\ w_2 &= \frac{k_{oq1} \tilde{i}_q}{2} - \beta \psi^* e_\omega, \end{aligned} \quad (3.40)$$

а також встановимо наступні співвідношення для параметрів налаштування

$$k_{oi} = \frac{k_{oq1}^2}{2}, \quad k_{\omega i} = \frac{k_\omega^2}{2}. \quad (3.41)$$

З врахуванням перетворення (3.40) та співвідношень (3.41) система (3.37) – (3.39) перепишеться у вигляді

$$\dot{\tilde{M}}_c = k_{\omega i} \frac{(w_1 - w_2)}{\beta \psi^*}, \quad (3.42)$$

$$\dot{\tilde{\omega}} = -k_\omega \frac{(w_1 - w_2)}{\beta \psi^*} - \tilde{M}_c + \mu (\tilde{\psi}_d i_q - \tilde{\psi}_q i_d),$$

$$\dot{\tilde{\psi}}_d = -\alpha \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q + \alpha L_m \tilde{i}_d,$$

$$\dot{\tilde{\psi}}_q = -\alpha \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d + \psi^* \tilde{\omega} - \frac{1}{\beta} (w_1 - w_2) - v_\varepsilon, \quad (3.43)$$

$$\dot{\tilde{i}}_d = -k_{od1} \tilde{i}_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q,$$

$$\dot{w}_1 = -\frac{k_{oq1}}{2} w_1 - \frac{k_{oq1}}{2} w_2 + \frac{k_{oq1}}{2} (-\beta \psi^* \tilde{\omega} + \alpha \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d), \quad (3.44)$$

$$\dot{w}_2 = \frac{k_{oq1}}{2} w_1 - \frac{k_{oq1}}{2} w_2 + \frac{k_{oq1}}{2} (-\beta \psi^* \tilde{\omega} + \alpha \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d) - (w_1 - w_2) \frac{\dot{\psi}^*}{\psi^*}.$$

Визначивши

$$\varepsilon = \frac{k_\omega}{k_{oq1}}, \quad (3.45)$$

перепишемо систему (3.42) – (3.44), помноживши рівняння (3.44) на  $\varepsilon$ , у наступному вигляді:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{M}}_c &= k_{oi} \frac{(w_1 - w_2)}{\beta \psi^*}, \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -k_{\omega} \frac{(w_1 - w_2)}{\beta \psi^*} - \tilde{M}_c + \mu(\tilde{\psi}_d \dot{i}_q - \tilde{\psi}_q \dot{i}_d),\end{aligned}\tag{3.46}$$

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q + \alpha L_m \ddot{i}_d, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d + \psi^* \tilde{\omega} - \frac{1}{\beta}(w_1 - w_2) - v_{\varepsilon},\end{aligned}\tag{3.47}$$

$$\begin{aligned}\ddot{i}_d &= -k_{odl} \ddot{i}_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q, \\ \varepsilon \dot{w}_1 &= -\frac{k_{\omega}}{2} w_1 - \frac{k_{\omega}}{2} w_2 + \frac{k_{\omega}}{2} (-\beta \psi^* \tilde{\omega} + \alpha \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d), \\ \varepsilon \dot{w}_2 &= \frac{k_{\omega}}{2} w_1 - \frac{k_{\omega}}{2} w_2 + \frac{k_{\omega}}{2} (-\beta \psi^* \tilde{\omega} + \alpha \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d) - \varepsilon (w_1 - w_2) \frac{\dot{\psi}^*}{\psi^*}.\end{aligned}\tag{3.48}$$

Система (3.46) – (3.48) записана в стандартній для сингулярно-вироджених систем формі [98], [99]

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{w}, t, \varepsilon), \\ \varepsilon \dot{\mathbf{w}} &= \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{w}, t, \varepsilon),\end{aligned}\tag{3.49}$$

де  $\mathbf{x} = (\tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \ddot{i}_d)^T \in \mathbf{B}_x \subseteq \mathbb{R}^5$  визначає вектор «повільних» змінних,  $\mathbf{w} = (w_1, w_2)^T \in \mathbf{B}_w \subseteq \mathbb{R}^2$  – вектор «швидких» змінних,  $t \geq 0$ ,  $\varepsilon \in [0, 1)$  – малий додатний параметр,  $\mathbf{B}_x$ ,  $\mathbf{B}_w$  є замкнутими обмеженими підпросторами з центром в початку координат,  $\mathbf{f}$  і  $\mathbf{g}$  – гладкі обмежені функції,  $\mathbf{f}(0, 0, t, \varepsilon) = 0$ ,  $\mathbf{g}(0, 0, t, \varepsilon) = 0 \forall t, \varepsilon$ . Система (3.49) має стандартну форму, оскільки алгебраїчне рівняння  $0 = \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{w}, t, 0)$  має єдине ізольоване рішення  $\bar{\mathbf{w}} = \mathbf{h}(\bar{\mathbf{x}}, t)$ . З (3.48) при  $\varepsilon = 0$  квазіусталене рівняння для  $\mathbf{w}$  знаходиться у вигляді

$$\mathbf{h}(\bar{\mathbf{x}}, t) = \begin{pmatrix} \bar{w}_1 \\ \bar{w}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d - \beta\psi^*\tilde{\omega} \end{pmatrix}. \quad (3.50)$$

З визначення (3.40) встановлюємо, що при  $\varepsilon = 0$  цей розв'язок відповідає квазіусталеним змінним для  $\tilde{i}_q$  і  $e_\omega$ , які задаються виразами

$$\begin{aligned} \tilde{i}_q &= 0, \\ \bar{e}_\omega &= \tilde{\omega} + \frac{(\omega\tilde{\psi}_d - \alpha\tilde{\psi}_q)}{\psi^*}. \end{aligned} \quad (3.51)$$

З (3.51) встановлюємо, що похибки оцінювання компонент модуля вектора потокозчеплення  $\tilde{\psi}_d$  і  $\tilde{\psi}_q$  здійснюють негативний вплив на процеси оцінювання кутової швидкості.

Розподіл в часі динамічних процесів системи (3.46) – (3.48) завжди може бути забезпечений за рахунок відповідного вибору значень коефіцієнтів  $k_\omega$  і  $k_{oq1}$ .

Визначимо вектор так званих змінних пограничного шару

$$\mathbf{z} = \begin{pmatrix} \zeta_1 \\ \zeta_2 \end{pmatrix} = \mathbf{w} - \mathbf{h}(\bar{\mathbf{x}}, t) = \begin{pmatrix} w_1 \\ w_2 - \alpha\beta\tilde{\psi}_q + \beta\omega\tilde{\psi}_d + \beta\psi^*\tilde{\omega} \end{pmatrix}. \quad (3.52)$$

а також  $\tau = \frac{t}{\varepsilon}$ . Тоді динаміка змінних пограничного шару визначається як

$$\frac{d\mathbf{z}}{d\tau} = \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{h}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{z}(\tau), t, 0), \quad (3.53)$$

де  $t$  і  $\mathbf{x}$  розглядаються як постійні параметри.

У відповідності з теоремою Тихонова для нелінійних змінних в часі систем, якщо система пограничного шару (3.53) є асимптотично стійкою і пара-

метр  $\varepsilon$  є достатньо малим, то динамічна поведінка системи повного порядку (3.46) – (3.48) може бути апроксимованою так званою системою зниженого порядку

$$\begin{aligned}\dot{\bar{\mathbf{x}}} &= \mathbf{f}(\bar{\mathbf{x}}(t), \mathbf{h}(\bar{\mathbf{x}}(t)), t, 0), \\ \bar{\mathbf{z}}(t) &= \mathbf{h}(\bar{\mathbf{x}}(t), t).\end{aligned}\tag{3.54}$$

У відповідності до (3.54), система зниженого порядку (3.46) – (3.48) вміщує динаміку похибок відпрацювання та оцінювання електромагнітних змінних  $(\tilde{\mathbf{i}}_d, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)^T$ , а також змінних механічної підсистеми  $(\tilde{\omega}, \tilde{M}_c)^T$  при заміні «швидких» змінних на їх квазіусталені значення (3.51).

Введемо перетворення координат для електромагнітної підсистеми

$$\begin{aligned}z_d &= \tilde{\mathbf{i}}_d + \beta \tilde{\psi}_d, \\ z_q &= \beta \tilde{\psi}_q.\end{aligned}\tag{3.55}$$

В нових координатах рівняння (3.46) – (3.48) запишуться у наступному вигляді:

$$\begin{aligned}\dot{z}_d &= -\left(\frac{R_1}{\sigma} + k_{od}\right)\tilde{\mathbf{i}}_d + \omega_0 z_q, \\ \dot{z}_q &= -\omega_0 z_d + \omega_0 \tilde{\mathbf{i}}_d - \beta v_\varepsilon - \alpha z_q + \omega z_d - \omega \tilde{\mathbf{i}}_d + \beta \psi^* \tilde{\omega} - (w_1 - w_2), \\ \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_d &= -(k_{od} + \gamma + \alpha)\tilde{\mathbf{i}}_d + \alpha z_d + \omega z_q, \\ \dot{\tilde{M}}_c &= \frac{k_\omega^2}{2\beta \psi^*}(w_1 - w_2), \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -\frac{k_\omega(w_1 - w_2)}{\beta \psi^*} - \tilde{M}_c + \frac{\mu}{\beta} \left[ (z_d - \tilde{\mathbf{i}}_d) \mathbf{i}_{lq} - z_q \mathbf{i}_{ld} \right],\end{aligned}\tag{3.56}$$

$$\tag{3.57}$$

$$\begin{aligned}
\varepsilon \dot{w}_1 &= -\frac{k_\omega}{2} w_1 - \frac{k_\omega}{2} w_2 + \frac{k_\omega}{2} \left[ -\beta \psi^* \tilde{\omega} + \alpha z_q - \omega \left( z_d - \tilde{i}_d \right) \right], \\
\varepsilon \dot{w}_2 &= \frac{k_\omega}{2} w_1 - \frac{k_\omega}{2} w_2 + \frac{k_\omega}{2} \left[ -\beta \psi^* \tilde{\omega} + \alpha z_q - \omega \left( z_d - \tilde{i}_d \right) \right] - \varepsilon \frac{\dot{\psi}^*}{\psi^*} (w_1 - w_2),
\end{aligned} \tag{3.58}$$

Квазіусталені розв'язки (3.51), а також вирази для змінних пограничного шару (3.52) з врахуванням перетворення координат (3.55) матимуть вигляд

$$\begin{aligned}
\tilde{i}_q &= 0, \\
\bar{e}_\omega &= \tilde{\omega} - \frac{\left[ \alpha z_q - \omega \left( z_d - \tilde{i}_d \right) \right]}{\beta \psi^*},
\end{aligned} \tag{3.59}$$

i

$$\begin{pmatrix} \zeta_1 \\ \zeta_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} w_1 \\ w_2 - \alpha z_q + \omega \left( z_d - \tilde{i}_d \right) + \beta \psi^* \tilde{\omega} \end{pmatrix}. \tag{3.60}$$

відповідно.

Введемо перетворення координат для механічної підсистеми

$$\begin{aligned}
\xi_1 &= k_\omega \frac{\tilde{\omega}}{2}, \\
\xi_2 &= \tilde{M}_c + k_\omega \frac{\tilde{\omega}}{2}.
\end{aligned} \tag{3.61}$$

Динаміка механічної підсистеми в нових координатах записується як:



$$\begin{aligned}
\dot{\xi}_1 &= \frac{k_\omega}{2} \left( -\frac{k_\omega(w_1 - w_2)}{\beta\psi^*} - \tilde{M}_c + \frac{\mu}{\beta} \left[ (z_d - \tilde{i}_d) i_{lq} - z_q i_{ld} \right] \right), \\
\dot{\xi}_2 &= \frac{k_\omega^2}{2\beta\psi^*} (w_1 - w_2) + \\
&\quad + \frac{k_\omega}{2} \left( -v_1 \tilde{\omega} - \frac{k_\omega(w_1 - w_2)}{\beta\psi^*} - \tilde{M}_c + \frac{\mu}{\beta} \left[ (z_d - \tilde{i}_d) i_{lq} - z_q i_{ld} \right] \right).
\end{aligned} \tag{3.62}$$

Приймаючи до уваги, що за умов струмового керування, які забезпечені використанням ПІ-регуляторів струму з великим підсиленням,  $i_d = i_d^*$ ,  $i_q = i_q^*$ , а також що  $\tilde{M}_c = \xi_2 - \xi_1$ ,  $\zeta_1 - \zeta_2 = \beta\psi^* e_\omega + \alpha z_q - \omega(z_d - \tilde{i}_d) - \beta\psi^* \tilde{\omega}$ , а також позначивши  $\phi_d = z_d - \tilde{i}_d$ , перепишемо повні рівняння динаміки (3.62), (3.56), (3.58) в наступній формі:

$$\begin{aligned}
\dot{\xi}_1 &= \frac{k_\omega}{2} \left[ -\xi_1 - \xi_2 - \xi_1 \frac{\phi_d}{\beta\psi^*} - 2\xi_1 \frac{\phi_d}{\beta\psi^*} - \xi_2 \frac{\phi_d}{\beta\psi^*} - 2\xi_1 \frac{\phi_d^2}{\beta^2\psi^{*2}} + \right. \\
&\quad + \frac{k_\omega}{\beta\psi^*} (\alpha z_q - \omega^* \phi_d) + \frac{\phi_d}{\beta\psi^*} \left( \dot{\omega}^* + v_1 \omega^* + \frac{M_c}{J} \right) - \frac{\mu}{\alpha\beta L_m} z_q (\alpha\psi^* + \dot{\psi}^*) + \\
&\quad \left. + \frac{k_\omega \phi_d}{\beta^2\psi^{*2}} (\alpha z_q - \omega^* \phi_d) - \left( \frac{k_\omega}{\beta\psi^*} + \frac{k_\omega \phi_d}{\beta^2\psi^{*2}} \right) (\zeta_1 - \zeta_2) \right],
\end{aligned} \tag{3.63}$$

$$\begin{aligned}
\dot{\xi}_2 &= \frac{k_\omega}{2} \left[ \xi_1 - \xi_2 - \xi_1 \frac{\phi_d}{\beta\psi^*} - \xi_2 \frac{\phi_d}{\beta\psi^*} - 2\xi_1 \frac{\phi_d^2}{\beta^2\psi^{*2}} + \right. \\
&\quad + \frac{\phi_d}{\beta\psi^*} \left( \dot{\omega}^* + v_1 \omega^* + \frac{M_c}{J} \right) - \frac{\mu}{\alpha\beta L_m} z_q (\alpha\psi^* + \dot{\psi}^*) + \\
&\quad \left. + \frac{k_\omega \phi_d}{\beta^2\psi^{*2}} (\alpha z_q - \omega^* \phi_d) - \left( \frac{k_\omega \phi_d}{\beta^2\psi^{*2}} \right) (\zeta_1 - \zeta_2) \right],
\end{aligned} \tag{3.64}$$

$$\begin{aligned}\dot{z}_d &= -\left(\frac{R_1}{\sigma} + k_{od}\right)\tilde{i}_d + \omega_0 z_q, \\ \dot{z}_q &= -\omega_0 z_d + \omega_0 \tilde{i}_d - \beta v_\varepsilon - \zeta_1 + \zeta_2, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -\left(k_{od} + \gamma + \alpha\right)\tilde{i}_d + \alpha z_d + \omega z_q, \\ \varepsilon \dot{\zeta}_1 &= -\frac{k_\omega}{2}\zeta_1 - \frac{k_\omega}{2}\zeta_2, \\ \varepsilon \dot{\zeta}_2 &= \frac{k_\omega}{2}\zeta_1 - \frac{k_\omega}{2}\zeta_2 - \varepsilon \frac{\dot{\psi}^*}{\psi^*}(\zeta_1 - \zeta_2 - \alpha z_q + \omega \phi_d + \beta \psi^* \tilde{\omega}) +\end{aligned}\tag{3.65}$$

$$\begin{aligned} & + \varepsilon \frac{d}{dt} \left[ -\alpha z_q + \left( \omega^* + \frac{2\xi_1}{k_\omega} \right) \phi_d + \beta \psi^* \frac{2\xi_1}{k_\omega} \right]. \end{aligned}\tag{3.66}$$

Стійкість квазіусталеної динаміки похибок

Рівняння квазіусталеної динаміки, які формуються з виразів (3.63) – (3.66)

при  $\varepsilon = 0$ ,  $\zeta_1 = \zeta_2 = 0$  мають вигляд, [188]

$$\begin{aligned}\dot{\xi}_1 &= \frac{k_\omega}{2} \left[ -\xi_1 - \xi_2 - \xi_1 \frac{\phi_d}{\beta \psi^*} - 2\xi_1 \frac{\phi_d}{\beta \psi^*} - \xi_2 \frac{\phi_d}{\beta \psi^*} - 2\xi_1 \frac{\phi_d^2}{\beta^2 \psi^{*2}} + \right. \\ & + \frac{k_\omega}{\beta \psi^*} (\alpha z_q - \omega^* \phi_d) + \frac{\phi_d}{\beta \psi^*} \left( \dot{\omega}^* + v_1 \omega^* + \frac{M_c}{J} \right) - \frac{\mu}{\alpha \beta L_m} z_q (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*) + \\ & \left. + \frac{k_\omega \phi_d}{\beta^2 \psi^{*2}} (\alpha z_q - \omega^* \phi_d) \right],\end{aligned}\tag{3.67}$$

$$\begin{aligned}\dot{\xi}_2 &= \frac{k_\omega}{2} \left[ \xi_1 - \xi_2 - \xi_1 \frac{\phi_d}{\beta \psi^*} - \xi_2 \frac{\phi_d}{\beta \psi^*} - 2\xi_1 \frac{\phi_d^2}{\beta^2 \psi^{*2}} + \right. \\ & + \frac{\phi_d}{\beta \psi^*} \left( \dot{\omega}^* + v_1 \omega^* + \frac{M_c}{J} \right) - \frac{\mu}{\alpha \beta L_m} z_q (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*) + \\ & \left. + \frac{k_\omega \phi_d}{\beta^2 \psi^{*2}} (\alpha z_q - \omega^* \phi_d) \right],\end{aligned}\tag{3.68}$$

$$\begin{aligned}
\dot{z}_d &= -\left(\frac{R_1}{\sigma} + k_{od}\right)\tilde{i}_d + \omega_0 z_q, \\
\dot{z}_q &= -\omega_0 z_d + \omega_0 \tilde{i}_d - \beta v_\varepsilon, \\
\dot{\tilde{i}}_d &= -(k_{od} + \gamma + \alpha)\tilde{i}_d + \alpha z_d + \omega z_q.
\end{aligned} \tag{3.69}$$

Результуюча квазіусталена динаміка складається з двох підсистем, які об'єднані в контурі зворотного зв'язку: механічної (3.67), (3.68) і електромагнітної (3.69).

Розглянемо для електромагнітної підсистеми (3.69) наступну кандидатуру на функцію Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{\gamma_1} (z_d^2 + z_q^2) + \tilde{i}_d^2 \right), \tag{3.70}$$

де  $\gamma_1 > 0$  – постійний параметр налаштування.

Похідна від (3.70) вздовж траєкторій (3.69) дорівнює

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= -\frac{1}{\gamma_1} \left( \frac{R_1}{\sigma} + k_{od} \right) z_d \tilde{i}_d + \frac{1}{\gamma_1} \omega_0 z_q \tilde{i}_d - \frac{1}{\gamma_1} \beta z_q v_\varepsilon - \\
&\quad - (k_{od} + \gamma + \alpha) \tilde{i}_d^2 + \alpha z_d \tilde{i}_d + \omega z_q \tilde{i}_d.
\end{aligned} \tag{3.71}$$

Вибравши

$$\gamma_1 = \frac{\left( \frac{R_1}{\sigma} + k_{od} \right)}{\alpha}, \tag{3.72}$$

а також сформувавши коригуючий зв'язок

$$v_\varepsilon = \frac{1}{\beta} \left[ \hat{\omega} (1 + \gamma_1) + \alpha L_m \frac{i_{lq}}{\psi^*} \right] \tilde{i}_d, \tag{3.73}$$

отримаємо

$$\dot{V} = -(\mathbf{k}_{\text{od}} + \gamma + \alpha) \tilde{\mathbf{i}}_{\text{d}}^2 + \frac{1}{\gamma_1} \frac{\mathbf{v}_{\varepsilon}}{\psi^*} \mathbf{z}_{\text{q}} \tilde{\mathbf{i}}_{\text{d}} + \frac{1}{\psi^*} \mathbf{z}_{\text{q}} \tilde{\mathbf{i}}_{\text{d}} (\alpha \mathbf{z}_{\text{q}} - \omega \phi_{\text{d}}). \quad (3.74)$$

Аналіз виразів (3.70) і (3.74) дозволив спроектувати коригуючий зв'язок  $\mathbf{v}_{\varepsilon}$ , однак він не дає можливості напряду зробити висновок відносно стійкості системи (3.69).

Підставивши (3.73) в (3.69) отримаємо

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{z}}_{\text{d}} &= -\left(\frac{\mathbf{R}_1}{\sigma} + \mathbf{k}_{\text{od}}\right) \tilde{\mathbf{i}}_{\text{d}} + \omega_0 \mathbf{z}_{\text{q}}, \\ \dot{\mathbf{z}}_{\text{q}} &= -\omega_0 \mathbf{z}_{\text{d}} - \gamma_1 \hat{\omega} \tilde{\mathbf{i}}_{\text{d}} + \frac{1}{\beta \psi^*} \left[ \hat{\omega} (1 + \gamma_1) + \alpha L_{\text{m}} \frac{\mathbf{i}_{\text{lq}}}{\psi^*} \right] \tilde{\mathbf{i}}_{\text{d}}^2, \\ \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_{\text{d}} &= -(\mathbf{k}_{\text{od}} + \gamma + \alpha) \tilde{\mathbf{i}}_{\text{d}} + \alpha \mathbf{z}_{\text{d}} + \omega \mathbf{z}_{\text{q}}. \end{aligned} \quad (3.75)$$

Для проведення подальшого аналізу розділимо змінні  $\omega_0$ ,  $\hat{\omega}$ ,  $\mathbf{i}_{\text{lq}}$  на автономні, залежні від часу складові (позначені індексом «а»), залежні від «повільних» змінних  $(t, \mathbf{x}_{\xi}, \mathbf{x}_{\text{e}})$ ,  $\mathbf{x}_{\xi} = (\xi_1, \xi_2)^T$ ,  $\mathbf{x}_{\text{e}} = (\mathbf{z}_{\text{d}}, \mathbf{z}_{\text{q}}, \tilde{\mathbf{i}}_{\text{d}})^T$ , (позначені індексом «s») та залежні від «швидких» змінних  $(t, \mathbf{x}_{\xi}, \mathbf{x}_{\text{e}}, \mathbf{x}_{\zeta})$ ,  $\mathbf{x}_{\zeta} = (\zeta_1, \zeta_2)^T$  (позначені індексом «f»). Розділені складові змінних  $\omega_0$ ,  $\hat{\omega}$ ,  $\mathbf{i}_{\text{lq}}$  записуються у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} \hat{\omega} &= \omega^*(t) + \hat{\omega}^s(t, \mathbf{x}_{\xi}, \mathbf{x}_{\text{e}}) + \hat{\omega}^f(t, \mathbf{x}_{\xi}, \mathbf{x}_{\text{e}}, \mathbf{x}_{\zeta}), \\ \hat{\omega}^s &= \frac{1}{\beta \psi^*} \left[ -\alpha \mathbf{z}_{\text{q}} + \left( \omega^* + \frac{2}{\mathbf{k}_{\omega}} \xi_1 \right) \phi_{\text{d}} + \frac{2}{\mathbf{k}_{\omega}} \beta \psi^* \xi_1 \right], \\ \hat{\omega}^f &= \frac{1}{\beta \psi^*} (\zeta_1 - \zeta_2). \end{aligned} \quad (3.76)$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{i}_{1q} &= \mathbf{i}_q^a(t) + \mathbf{i}_q^s(t, \mathbf{x}_\xi, \mathbf{x}_e) + \mathbf{i}_q^f(t, \mathbf{x}_\xi, \mathbf{x}_e, \mathbf{x}_\zeta), \\
\mathbf{i}_q^a &= \frac{1}{\mu\psi^*} \left[ \dot{\omega}^* + \frac{\mathbf{M}_c}{J} \right], \\
\mathbf{i}_q^s &= \frac{1}{\mu\psi^*} (\xi_1 - \xi_2) + \frac{k_\omega}{\mu\psi^*} \frac{1}{\beta\psi^*} \left[ \alpha z_q - \left( \omega^* + \frac{2}{k_\omega} \xi_1 \right) \phi_d - \frac{2}{k_\omega} \beta\psi^* \xi_1 \right], \\
\mathbf{i}_q^f &= -\frac{k_\omega}{\mu\psi^*} \frac{1}{\beta\psi^*} (\xi_1 - \xi_2).
\end{aligned} \tag{3.77}$$

$$\begin{aligned}
\omega_0 &= \omega_0^a(t) + \omega_0^s(t, \mathbf{x}_\xi, \mathbf{x}_e) + \omega_0^f(t, \mathbf{x}_\xi, \mathbf{x}_e, \mathbf{x}_\zeta), \\
\omega_0^a &= \omega^* + \alpha L_m \frac{\mathbf{i}_q^a}{\psi^*}, \\
\omega_0^s &= \hat{\omega}^s + \alpha L_m \frac{\mathbf{i}_q^s}{\psi^*} + \frac{1}{\beta\psi^*} (1 + \gamma_1) (\omega^* + \hat{\omega}^s) \tilde{\mathbf{i}}_d + \frac{1}{\beta\psi^*} \frac{\alpha L_m}{\psi^*} (\mathbf{i}_q^a + \mathbf{i}_q^s) \tilde{\mathbf{i}}_d, \\
\omega_0^f &= \hat{\omega}^f + \alpha L_m \frac{\mathbf{i}_q^f}{\psi^*} + \frac{1}{\beta\psi^*} (1 + \gamma_1) \hat{\omega}^f \tilde{\mathbf{i}}_d + \frac{1}{\beta\psi^*} \frac{\alpha L_m}{\psi^*} \mathbf{i}_q^f \tilde{\mathbf{i}}_d.
\end{aligned} \tag{3.78}$$

З врахуванням визначень (3.76) – (3.78) квазіусталена динаміка (3.67) – (3.69) набуває вигляду

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} \dot{\xi}_1 \\ \dot{\xi}_2 \end{pmatrix} &= k_\omega \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{pmatrix} + k_\omega \begin{bmatrix} -\frac{\phi_d}{2\beta\psi^*} - \frac{\phi_d}{\beta\psi^*} - \frac{\phi_d^2}{\beta^2\psi^{*2}} & -\frac{\phi_d}{2\beta\psi^*} \\ -\frac{\phi_d}{2\beta\psi^*} - \frac{\phi_d^2}{\beta^2\psi^{*2}} & -\frac{\phi_d}{2\beta\psi^*} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{pmatrix} + \\
&+ k_\omega \begin{bmatrix} \frac{k_\omega(\alpha z_q - \omega^* \phi_d)}{2\beta\psi^*} + \frac{\phi_d}{2\beta\psi^*} \left( \dot{\omega}^* + \frac{\mathbf{M}_c}{J} \right) - \frac{\mu z_q}{2\alpha\beta L_m} (\alpha\psi^* + \dot{\psi}^*) \\ \frac{\phi_d}{2\beta\psi^*} \left( \dot{\omega}^* + v_1 \omega^* + \frac{\mathbf{M}_c}{J} \right) - \frac{\mu z_q}{2\alpha\beta L_m} (\alpha\psi^* + \dot{\psi}^*) \end{bmatrix} + \\
&+ \begin{bmatrix} \frac{k_\omega \phi_d}{2\beta^2\psi^{*2}} (\alpha z_q - \omega^* \phi_d) \\ \frac{k_\omega \phi_d}{2\beta^2\psi^{*2}} (\alpha z_q - \omega^* \phi_d) \end{bmatrix} \triangleq \mathbf{A}_\xi \mathbf{x}_\xi + \mathbf{B}_{\xi 1}(t, \mathbf{x}_e) \mathbf{x}_\xi + \mathbf{B}_{\xi 2}(t) \mathbf{x}_e + \mathbf{B}_{\xi 3}(t, \mathbf{x}_e) \mathbf{x}_e
\end{aligned} \tag{3.79}$$

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} \dot{z}_d \\ \dot{z}_q \\ \ddot{\tilde{i}}_d \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & \omega_0^a & -\gamma_1 \alpha \\ -\omega_0^a & 0 & -\gamma_1 \omega^* \\ \alpha & \omega^* & -(\gamma + \alpha + k_{od}) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} z_d \\ z_q \\ \tilde{i}_d \end{pmatrix} + \\
&+ \begin{pmatrix} \omega_0^s z_q \\ -\omega_0^s z_d - \gamma_1 \hat{\omega}^s \tilde{i}_d + \frac{\tilde{i}_d^2}{\beta \psi^*} (\omega^* + \hat{\omega}^s) (1 + \gamma_1) + \frac{\tilde{i}_d^2}{\beta \psi^*} \frac{\alpha L_m}{\psi^*} (\dot{i}_q^r + \dot{i}_q^x) \\ \frac{2\xi_1 z_q}{k_\omega} \end{pmatrix} + \\
&= \mathbf{A}_e(t) \mathbf{x}_e + \mathbf{B}_{el}(t, \mathbf{x}_\xi, \mathbf{x}_e) \mathbf{x}_e.
\end{aligned} \tag{3.80}$$

Квазіусталена динаміка похибок електромагнітної підсистеми (3.80) формується з лінійної динаміки  $\mathbf{A}_e(t) \mathbf{x}_e$  і зовнішнього входу  $\mathbf{B}_{el}(t, \mathbf{x}_\xi, \mathbf{x}_e) \mathbf{x}_e$ , який має білінійні (та складові вищих порядків) властивості. Виконаємо аналіз стійкості лінеаризованої квазіусталеної динаміки електромагнітної підсистеми

$$\dot{\mathbf{x}}_e = \mathbf{A}_e(t) \mathbf{x}_e. \tag{3.81}$$

Визначимо залежне від часу лінійне перетворення координат

$$\begin{pmatrix} z_a \\ z_b \end{pmatrix} = e^{J_{\varepsilon_0^a}} \begin{pmatrix} z_d \\ z_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0^a & -\sin \varepsilon_0^a \\ \sin \varepsilon_0^a & \cos \varepsilon_0^a \end{bmatrix} \begin{pmatrix} z_d \\ z_q \end{pmatrix}. \tag{3.82}$$

В перетворених змінних  $\left( \tilde{i}_d, z_a, z_b \right)^T$ , лінеаризована, змінна в часі система

(3.80) запишеться у вигляді

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_d \\ \dot{z}_a \\ \dot{z}_b \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -(\gamma + \alpha + k_{od}) & \Omega_a(t) & \Omega_b(t) \\ -\gamma_1 \Omega_a(t) & 0 & 0 \\ -\gamma_1 \Omega_b(t) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_d \\ z_a \\ z_b \end{pmatrix}, \quad (3.83)$$

де

$$\begin{aligned} \Omega_a(t) &= \alpha \cos \varepsilon_0^a - \omega^* \sin \varepsilon_0^a, \\ \Omega_b(t) &= \alpha \sin \varepsilon_0^a + \omega^* \cos \varepsilon_0^a. \end{aligned} \quad (3.84)$$

Розглянемо для системи (3.83) функцію Ляпунова

$$V_1 = \frac{1}{2} \left[ \alpha (R_1 / \sigma + k_{id1})^{-1} (z_a^2 + z_b^2) + \tilde{\mathbf{i}}_d^2 \right], \quad (3.85)$$

похідна від якої вздовж траєкторій (3.83) дорівнює

$$\dot{V}_1 = -(\gamma + \alpha + k_{id1}) \tilde{\mathbf{i}}_d^2. \quad (3.86)$$

З (3.85), (3.86) слідує, що змінні  $\tilde{\mathbf{i}}_d, z_d, z_q$  є обмеженими  $\forall t \geq 0$ . З використанням леми Барбалат встановлюємо, що в лінійній, змінній в часі системі (3.83), похибка оцінювання  $\tilde{\mathbf{i}}_d$  асимптотично прагне до нуля.

Для проведення подальшого аналізу розглянемо наступне визначення.

Визначення 1. Сигнал

$$\mathbf{\Omega} = \begin{pmatrix} \Omega_a(t) \\ \Omega_b(t) \end{pmatrix} = e^{J_{\varepsilon_0^a}} \begin{pmatrix} \alpha \\ \omega^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha \cos \varepsilon_0^a - \omega^* \sin \varepsilon_0^a \\ \alpha \sin \varepsilon_0^a + \omega^* \cos \varepsilon_0^a \end{pmatrix} \quad (3.87)$$

$$\begin{aligned}\dot{\varepsilon}_0^a &= \omega_0^a = \omega^* + \frac{\alpha L_m i_q^a}{\psi^*}, \\ i_q^a &= \frac{\dot{\omega}^* + M_c/J}{\mu \psi^*},\end{aligned}\tag{3.88}$$

є таким, що персистентно збуджує, якщо існують такі додатні константи  $T$ ,  $k$ , які забезпечують виконання умови

$$\int_t^{t+T} \mathbf{\Omega}(\tau) \mathbf{\Omega}^T(\tau) d\tau \geq k \mathbf{I}_2 > 0, \forall t \geq 0.\tag{3.89}$$

У відповідності з припущеннями А.3, А.4, сигнали  $M_c$ ,  $\omega^*$ ,  $\dot{\omega}^*$  є обмеженими, тому, як слідує з (3.84), сигнали  $\Omega_a(t)$  і  $\Omega_b(t)$ , також обмежені. З цього можна зробити висновок, що  $\|\mathbf{\Omega}(t)\|$  і  $\|\dot{\mathbf{\Omega}}(t)\|$  є монотонно обмеженими. Якщо сигнал  $\mathbf{\Omega}(t)$  є таким, що персистентно збуджує, то результат (3.85), (3.86) дозволяє зробити висновок про те, що система (3.83) є глобально експоненційно стійкою [184].

Стійкість системи повного порядку

З урахуванням виразів (3.76) – (3.78), а також визначивши  $\mathbf{z} = (\zeta_1, \zeta_2)^T$ ,

$$\mathbf{B}_{\xi 4}(t, \mathbf{x}_e) \mathbf{z} = \begin{bmatrix} -\left( \frac{k_\omega}{\beta \psi^*} + \frac{k_\omega \phi_d}{\beta^2 \psi^{*2}} \right) (\zeta_1 - \zeta_2) \\ -\left( \frac{k_\omega \phi_d}{\beta^2 \psi^{*2}} \right) (\zeta_1 - \zeta_2) \end{bmatrix},$$



$$\mathbf{B}_{e2}(t, \mathbf{x}_e) \mathbf{z} = \begin{pmatrix} \omega_0^f z_q \\ -\omega_0^f z_d - \zeta_1 + \zeta_2 - \gamma_1 \hat{\omega}^f \tilde{\mathbf{i}}_d + \frac{\tilde{\mathbf{i}}_d^2}{\beta \psi^*} \hat{\omega}^f (1 + \gamma_1) + \frac{\tilde{\mathbf{i}}_d^2}{\beta \psi^*} \frac{\alpha L_m}{\psi^*} \mathbf{i}_q^f \\ 0 \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{A}_z = k_\omega \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{z1}(t, \mathbf{x}_\xi, \mathbf{x}_e, \mathbf{z}) = \begin{bmatrix} 0 \\ b_{z12} \end{bmatrix},$$

$$b_{z12} = \frac{\dot{\psi}^*}{\psi^*} \left( \zeta_1 - \zeta_2 - \alpha z_q + \omega \phi_d + \beta \psi^* \frac{2\xi_1}{k_\omega} \right) + \frac{d}{dt} \left[ -\alpha z_q + \left( \omega^* + \frac{2\xi_1}{k_\omega} \right) \phi_d + \beta \psi^* \frac{2\xi_1}{k_\omega} \right]$$

система (3.63) – (3.66) може бути представлена у векторно-матричній формі (3.9) – (3.11), тобто положення рівноваги динаміки композитної системи  $\mathbf{x}_\xi = 0$ ,  $\mathbf{x}_e = 0$ ,  $\mathbf{z} = 0$  є локально експоненційно стійким.

### 3.2.6 Результуючі рівняння алгоритму робастного бездавачового векторного керування

Алгоритм бездавачового векторного керування на основі адаптивного спостерігача зниженого порядку задається [185], [188], [189]:

- спостерігачем вектора потокозчеплення

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\psi}} &= -\alpha \hat{\psi} + \alpha L_m \hat{\mathbf{i}}_d, \\ \dot{\hat{\epsilon}}_0 &= \omega_0 = \hat{\omega} + \alpha L_m \frac{\mathbf{i}_{lq}}{\hat{\psi}} + \frac{1}{\hat{\psi}} \frac{1}{\beta} \left[ \hat{\omega} (1 + \gamma_1) + \alpha L_m \frac{\mathbf{i}_{lq}}{\hat{\psi}} \right] \tilde{\mathbf{i}}_d, \end{aligned} \quad (3.90)$$

$$\dot{\hat{\mathbf{i}}}_d = -\gamma \hat{\mathbf{i}}_d + \omega_0 \mathbf{i}_{lq} + \alpha \beta \hat{\psi} + \frac{1}{\sigma} u_{ld} + k_{od} \tilde{\mathbf{i}}_d; \quad (3.91)$$

- регулятором оціненого потокозчеплення

$$\begin{aligned} i_d^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^* - k_\psi e_\psi - x_\psi), \\ \dot{x}_\psi &= k_{\psi i} e_\psi; \end{aligned} \quad (3.92)$$

- регулятором кутової швидкості

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\mu \hat{\psi}} (\dot{\omega}^* - k_\omega e_\omega + \hat{M}_c), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} e_\omega; \end{aligned} \quad (3.93)$$

- регуляторами струмів статора

$$\begin{aligned} u_{1d} &= \sigma (\gamma i_d^* - \omega_0 i_d^* - \alpha \beta \hat{\psi} + \dot{i}_d^* - k_{id} \tilde{i}_d + x_d), \\ \dot{x}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (3.94)$$

$$\begin{aligned} u_{1q} &= \sigma (\gamma i_q^* + \omega_0 i_q^* + \beta \hat{\omega} \hat{\psi} + \dot{i}_q^* - k_{iq} \tilde{i}_q + x_q), \\ \dot{x}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_q; \end{aligned} \quad (3.95)$$

- спостерігачем кутової швидкості

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_q &= -\gamma \hat{i}_q - \omega_0 i_{1d} - \beta \hat{\psi} \hat{\omega} + \frac{1}{\sigma} u_{1q} + k_{oq} \tilde{i}_q, \\ \dot{e}_\omega &= -\frac{k_{oi}}{\beta \hat{\psi}} \tilde{i}_q, \\ \hat{\omega} &= \omega^* + e_\omega. \end{aligned} \quad (3.96)$$

Структурну схему алгоритму векторного керування заданого рівняннями (3.90) – (3.96) показано на рис. 3.2.

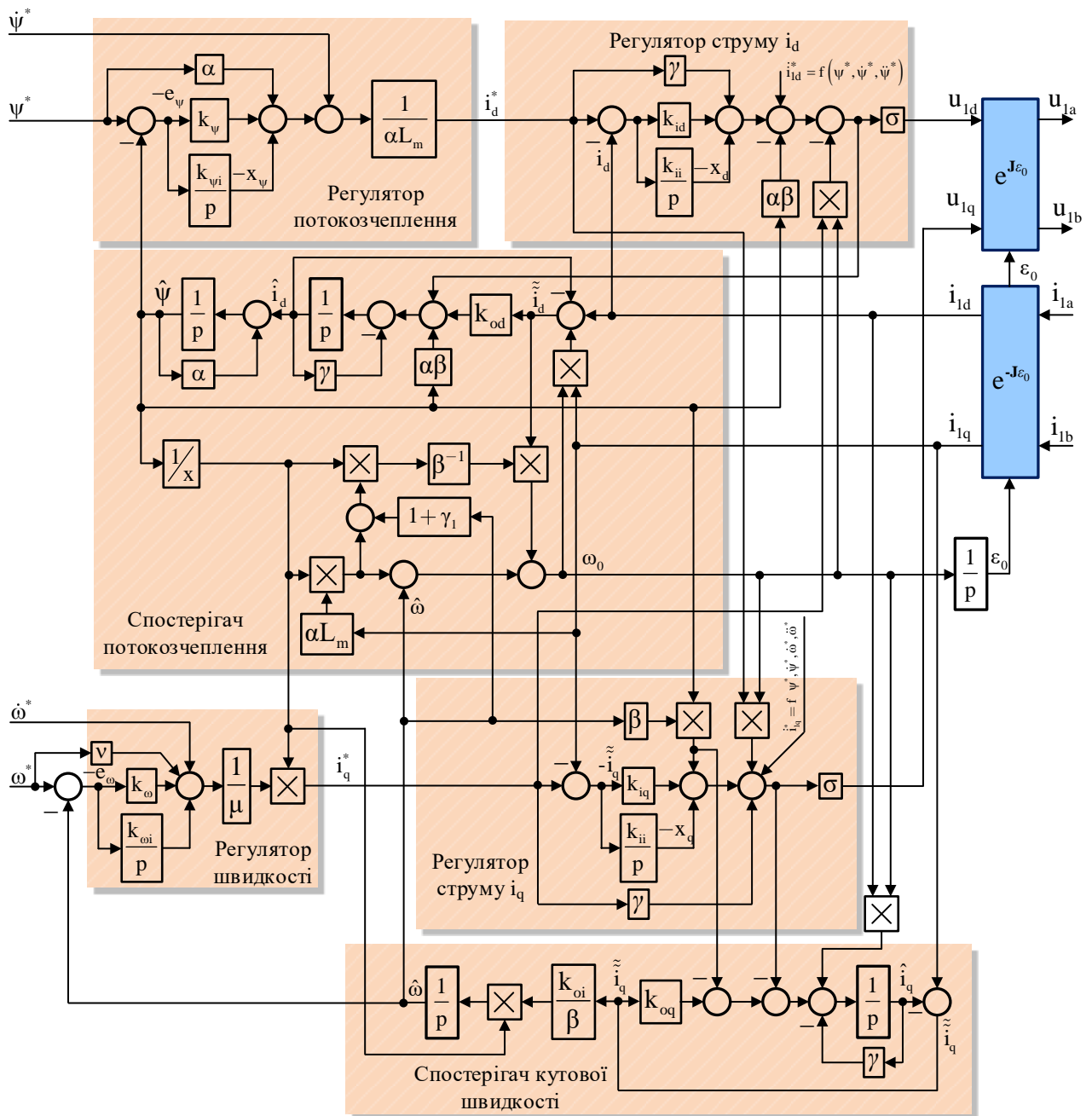


Рис. 3.2. Структурна схема алгоритму бездавачевого векторного керування на основі адаптивного спостерігача зниженого порядку

### 3.3 Дослідження алгоритму бездавачевого векторного керування кутовою швидкістю методом математичного моделювання

Дослідження розробленого алгоритму бездавачевого керування, заданого рівняннями (3.90) – (3.96) виконано в електромеханічній системі на основі АД №1, параметри якого наведені в Додатку Б, табл. Б1.

При виконанні дослідження використано послідовність операцій керування АД, яка включає наступні етапи:

- на інтервалі часу  $0 - 0.25$  с відбувається збудження двигуна з використанням заданої траєкторії потокозчеплення, з першою та другою похідними, рівними відповідно  $4.9$  Вб/с та  $78$  Вб/с<sup>2</sup>;
- в момент часу  $t = 0.5$ с ненавантажений двигун починає відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості, яка починається з нуля і досягає значення  $50$  рад/с (30 % від номінальної); задана траєкторія кутової швидкості має обмежені першу і другу похідні, які рівні  $785$  рад/с<sup>2</sup> та  $70 \cdot 10^3$  рад/с<sup>3</sup> відповідно; задану траєкторію кутової швидкості сформовано таким чином, щоб динамічний момент двигуна при її відпрацюванні був близьким до номінального значення;
- при роботі двигуна з постійною швидкістю, при  $t = 1$ с до валу двигуна прикладається, а при  $t = 2$ с знімається постійний номінальний момент навантаження;

Задані траєкторії кутової швидкості, потокозчеплення та профіль моменту навантаження показано на рис. 3.3.

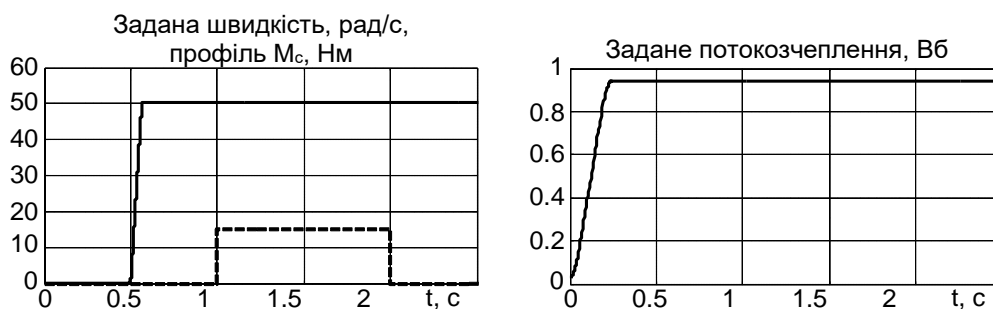


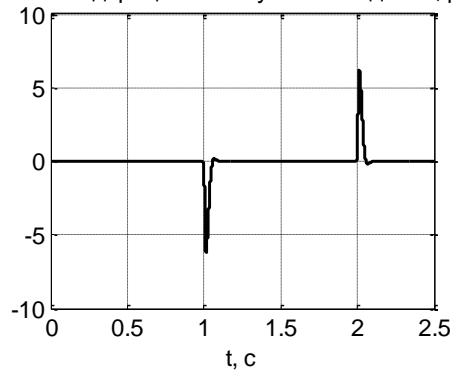
Рис. 3.3. Послідовність операцій керування

Значення параметрів налаштування алгоритму бездавачевого керування встановлено наступними: коефіцієнти ПІ регуляторів струму  $k_i = 700$ ,  $k_{ii} = 122.5 \cdot 10^3$ ; коефіцієнти ПІ регулятора потокозчеплення  $k_\psi = 100$ ,  $k_{\psi i} = 5000$ ; коефіцієнти ПІ регулятора швидкості  $k_\omega = 100$ ,  $k_{\omega i} = 5000$ ; коефіцієнти спостерігачів струмів статора  $k_{od} = 300$ ,  $k_{oq} = 300$ ; коефіцієнт спостерігача кутової швидкості ротора  $k_{oi} = (k_{oq} + \gamma)^2 / 2 = 245000$ ; корегуючий коефіцієнт підсистеми потокозчеплення  $\gamma_1 = 70$ .

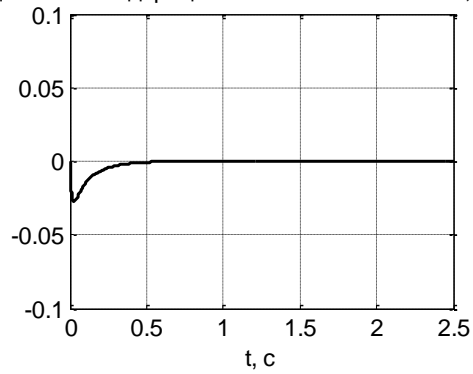
Графіки перехідних процесів при виконанні тесту, послідовність операцій керування для якого проілюстровано на рис. 3.3, показано на рис. 3.4. З представлених на рис. 3.4 графіків встановлюємо, що розроблений алгоритм бездавачевого векторного керування кутовою швидкістю забезпечує: асимптотичне відпрацювання струмів статора, так що  $\tilde{i}_d = \tilde{i}_q = 0$ , тобто виконання умов умови струмового забезпечуються (з графіків похибок відпрацювання струмів); асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості та модуля вектора потокозчеплення ротора (похибки відпрацювання  $\tilde{\omega}$  та  $\tilde{\psi}$  асимптотично прямують до нуля); асимптотичне полеорієнтування за вектором потокозчеплення ротора (потокозчеплення по осі  $q$  асимптотично сходиться до нуля); асимптотичне оцінювання кутової швидкості; асимптотичну розв'язку процесів керування кутовою швидкістю та модулем вектора потокозчеплення ротора.

Роботу системи при відпрацюванні номінального моменту навантаження на нульовій швидкості проілюстровано на рис. 3.5. Як слідує з графіків перехідних процесів на рис. 3.5, розроблена система бездавачевого векторного керування забезпечує асимптотичне відпрацювання нульової кутової швидкості при дії постійного номінального моменту навантаження. При цьому асимптотичне відпрацювання модуля вектора потокозчеплення, полеорієнтування та розв'язка процесів керування моментом і потоком також досягаються.

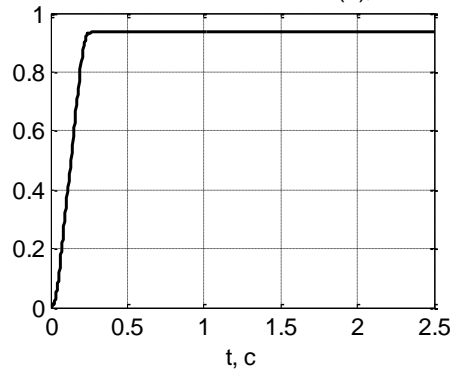
Похибка відпрацювання кутової швидкості, рад/с



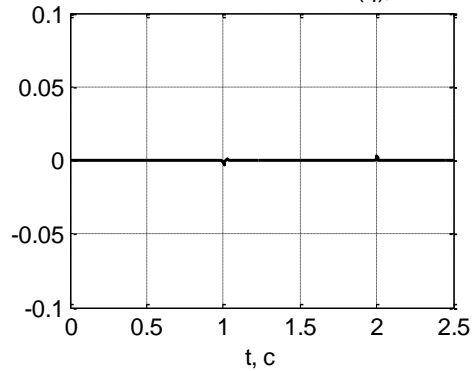
Похибка відпрацювання потокозчеплення, Вб



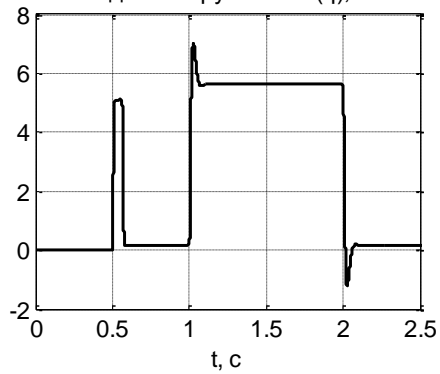
Потокозчеплення по осі (d), Вб



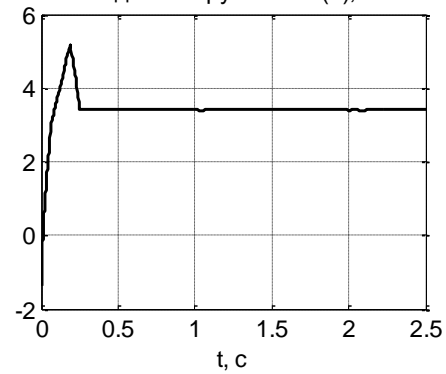
Потокозчеплення по осі (q), Вб



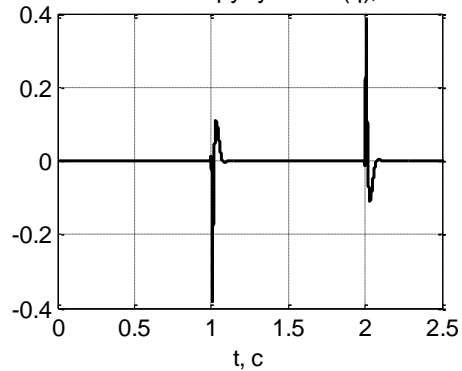
Заданий струм по осі (q), А



Заданий струм по осі (d), А



Похибка струму по осі (q), А



Похибка струму по осі (d), А

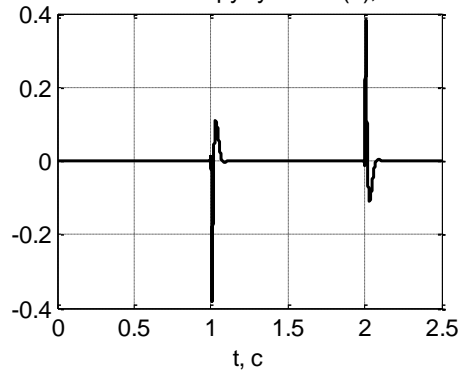


Рис. 3.4.а

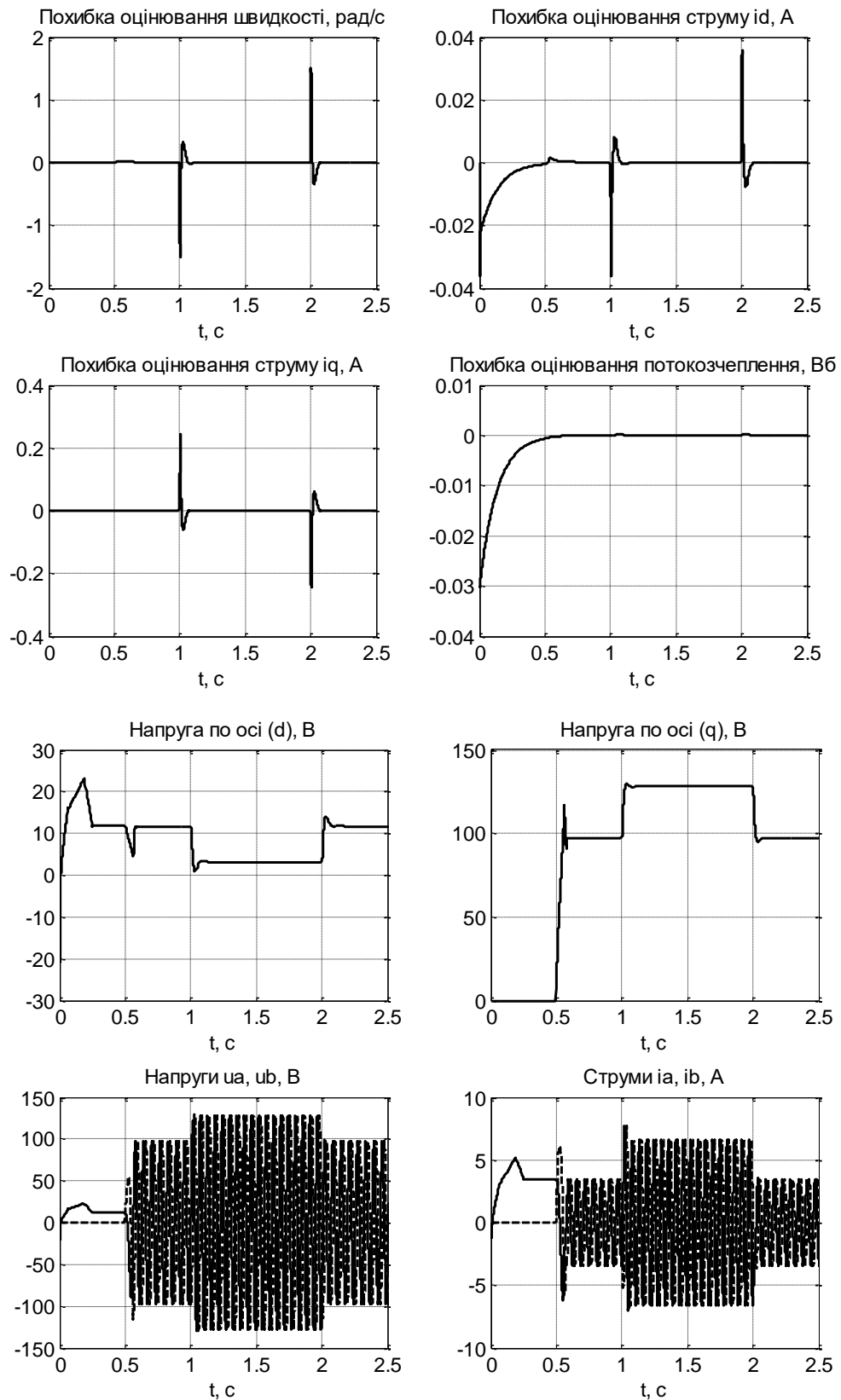


Рис. 3.4.6

Рис. 3.4. Графіки перехідних процесів в системі бездавачевого керування з  $\omega^* = 50$  рад/с та рушійним моментом навантаження

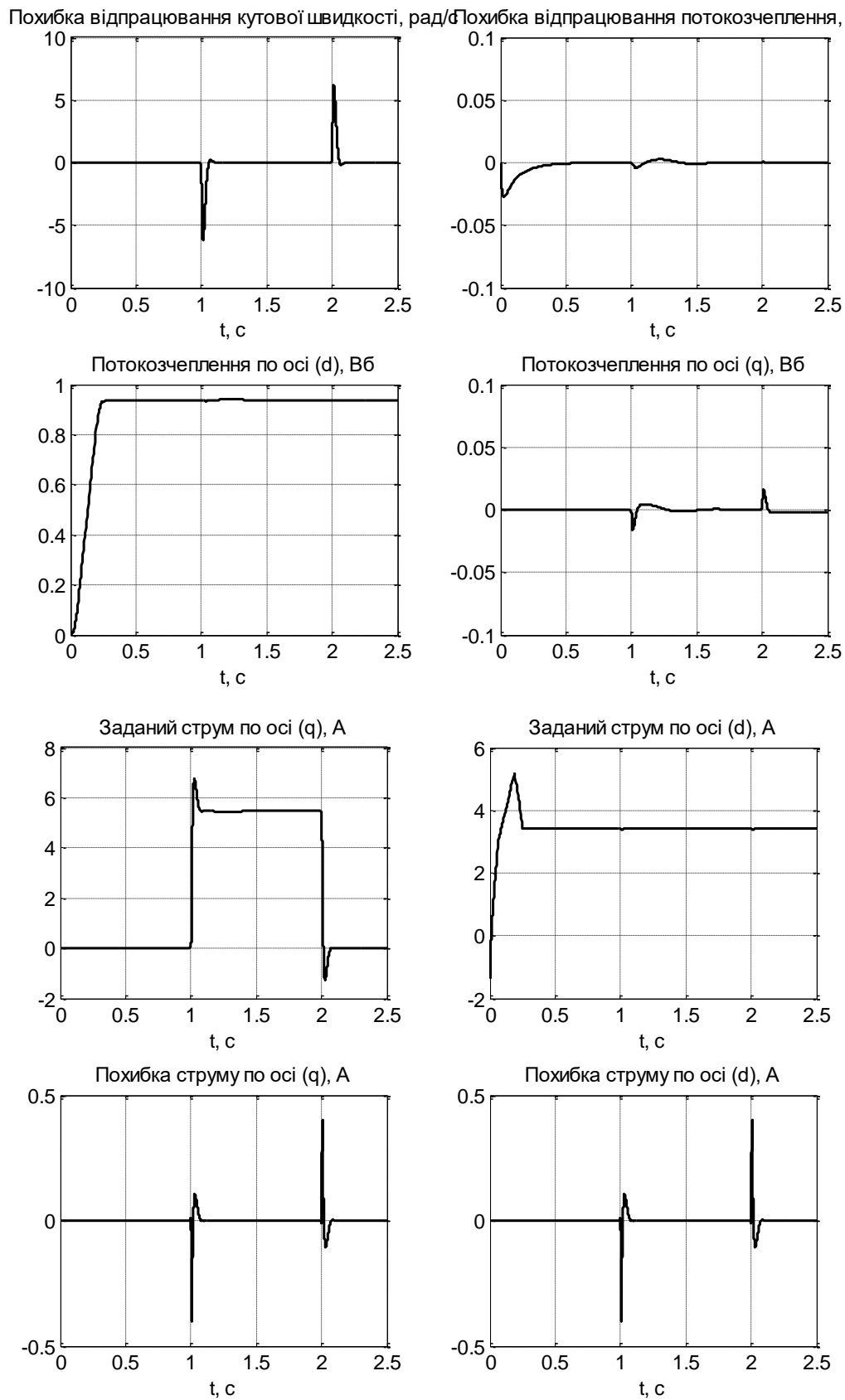


Рис. 3.5а



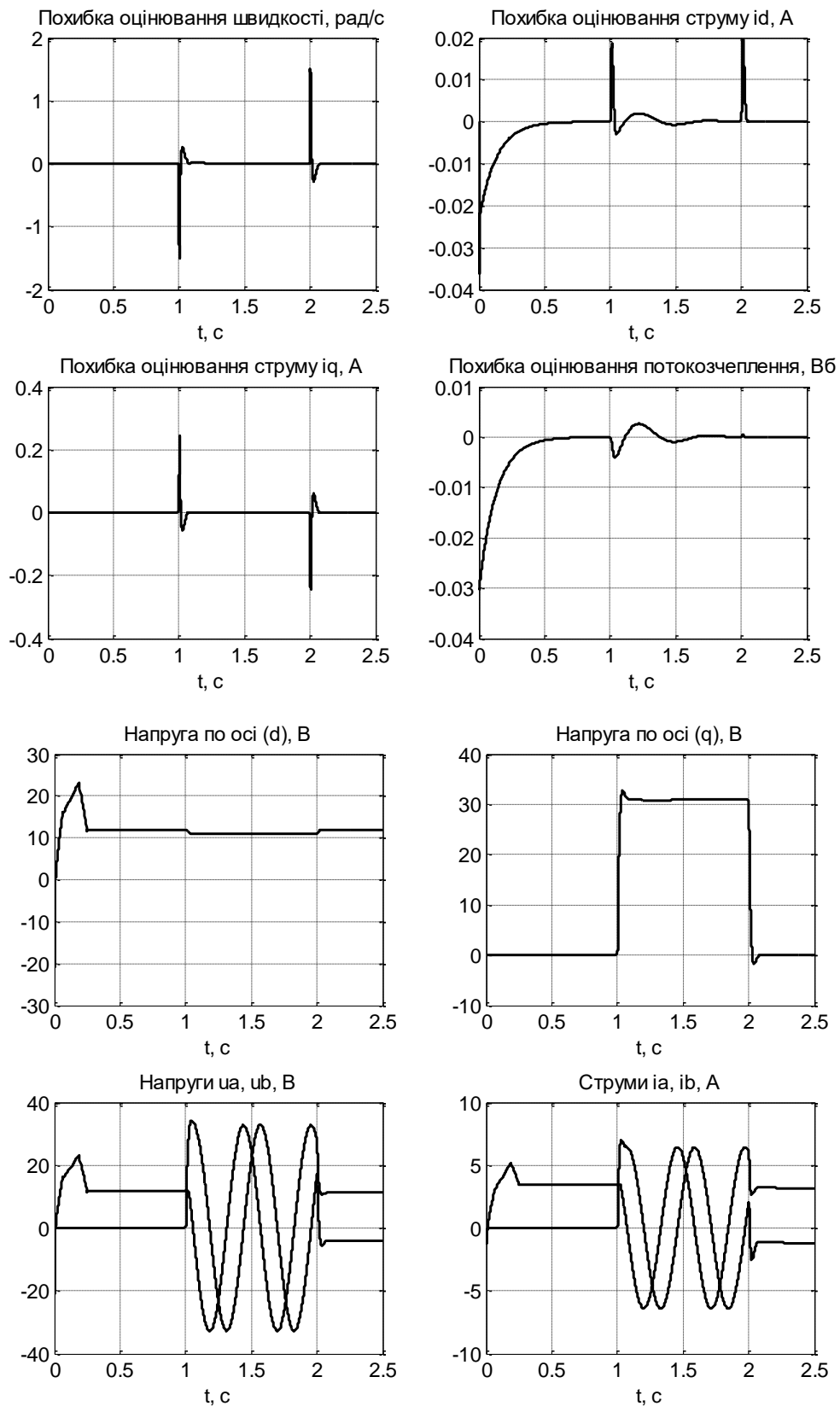


Рис. 3.56

Рис. 3.5. Перехідні процеси в системі бездавачевого керування за умов відпрацюванні нульової швидкості

Графіки перехідних процесів під час відпрацювання генераторного моменту навантаження на швидкості 50 рад/с, які показано на рис. 3.6, підтверджують стійку роботу алгоритму векторного керування в режимі, коли виконуються умови персистентності збудження (частота струмів статора не нульова).

На рис. 3.7 показано графіки перехідних процесів в режимі, коли умови персистентності збудження не виконуються і швидкість стає неспостережуваною. Під час виконання цього тесту задану швидкість ротора встановлено на рівні 6.1 рад/с, що відповідає частоті ковзання АД №1 при дії номінального моменту навантаження. Навантаження двигуна від'ємним номінальним моментом призводить до виникнення від'ємного ковзання, тобто у відповідності з другим рівнянням (3.90) частота обертання поля стає нульовою і в фазах статора протікає постійний струм. Як видно з рис. 3.7, в цьому режимі в ідеальних умовах математичного моделювання (при відомих параметрах та відсутності ефектів немодельованої динаміки) вже виникає невелика похибка полеорієнтування, оцінювання та відпрацювання потокозчеплення. Система знаходиться на границі стійкості, коли будь-яке збурення, що існує за реальних умов (варіації параметрів, вимірювальні шуми, неідеальності інвертора, тощо) призведе до втрати стійкості. Для ілюстрації цього явища, на рис. 3.8 показано результат виконання тесту при наявній незначній варіації активного опору статора  $\hat{R}_1 / R_1 = 1.05$ , де  $\hat{R}_1$  – значення що використовується в алгоритмі керування,  $R_1$  – реальне значення активного опору статора АД. Перехідні процеси, які показано на рис. 3.8, свідчать про те, що система втрачає стійкість, коли умови персистентності збудження не виконуються.

На рис. 3.9 показано перехідні процеси на швидкості 6.1 рад/с при відпрацюванні рушійного моменту навантаження та наявній варіації активного опору статора  $\hat{R}_1 / R_1 = 1.05$ . З рис. 3.9 слідує, що коли умови персистентності збудження виконуються і швидкість є спостережуваною то система залишається стійкою, незважаючи на виникнення похибок оцінювання потокозчеплення, по-

леорієнтування та оцінювання кутової швидкості, які зумовлені введеною ва-  
ріацією активного опору статора.

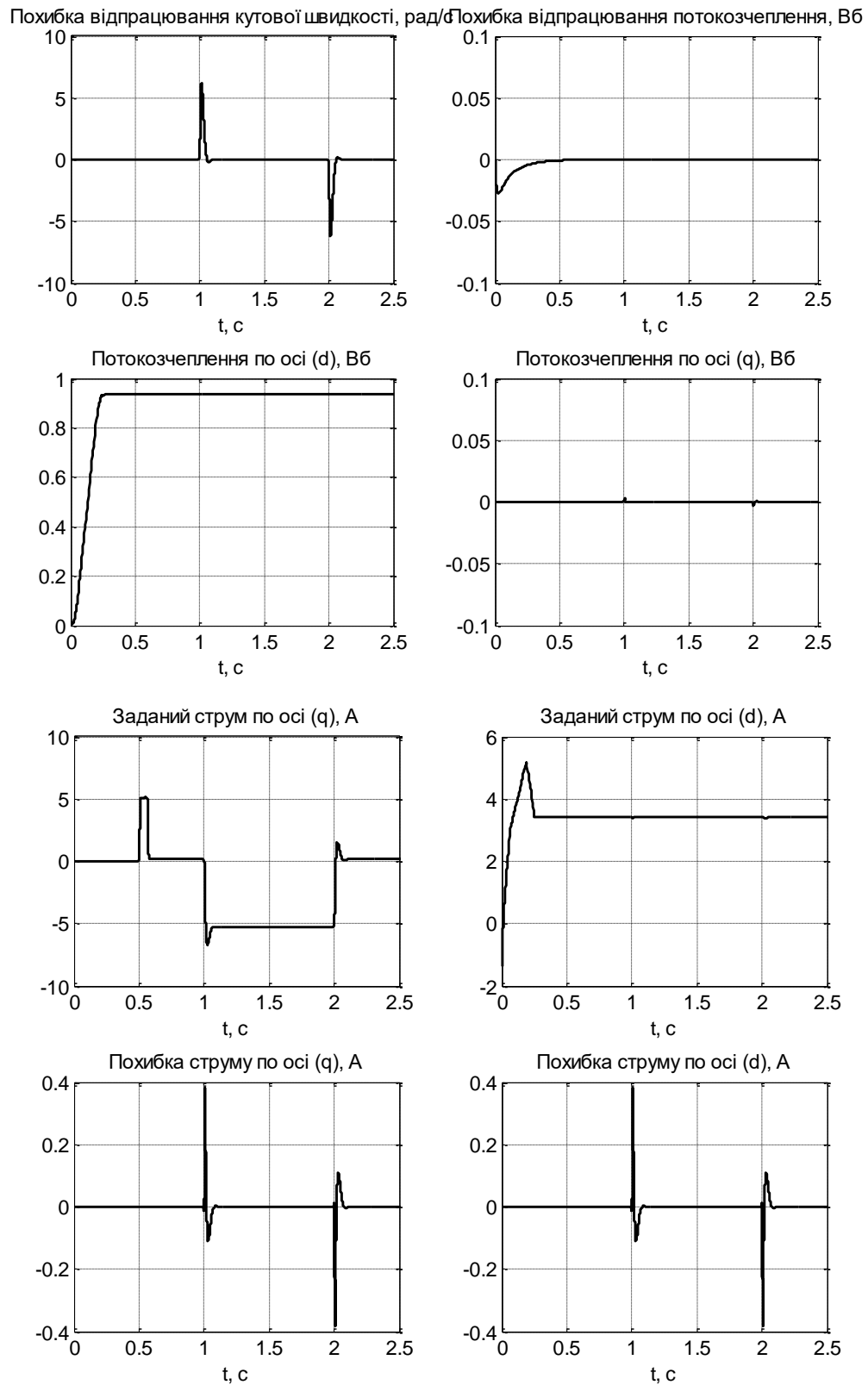


Рис. 3.6.а

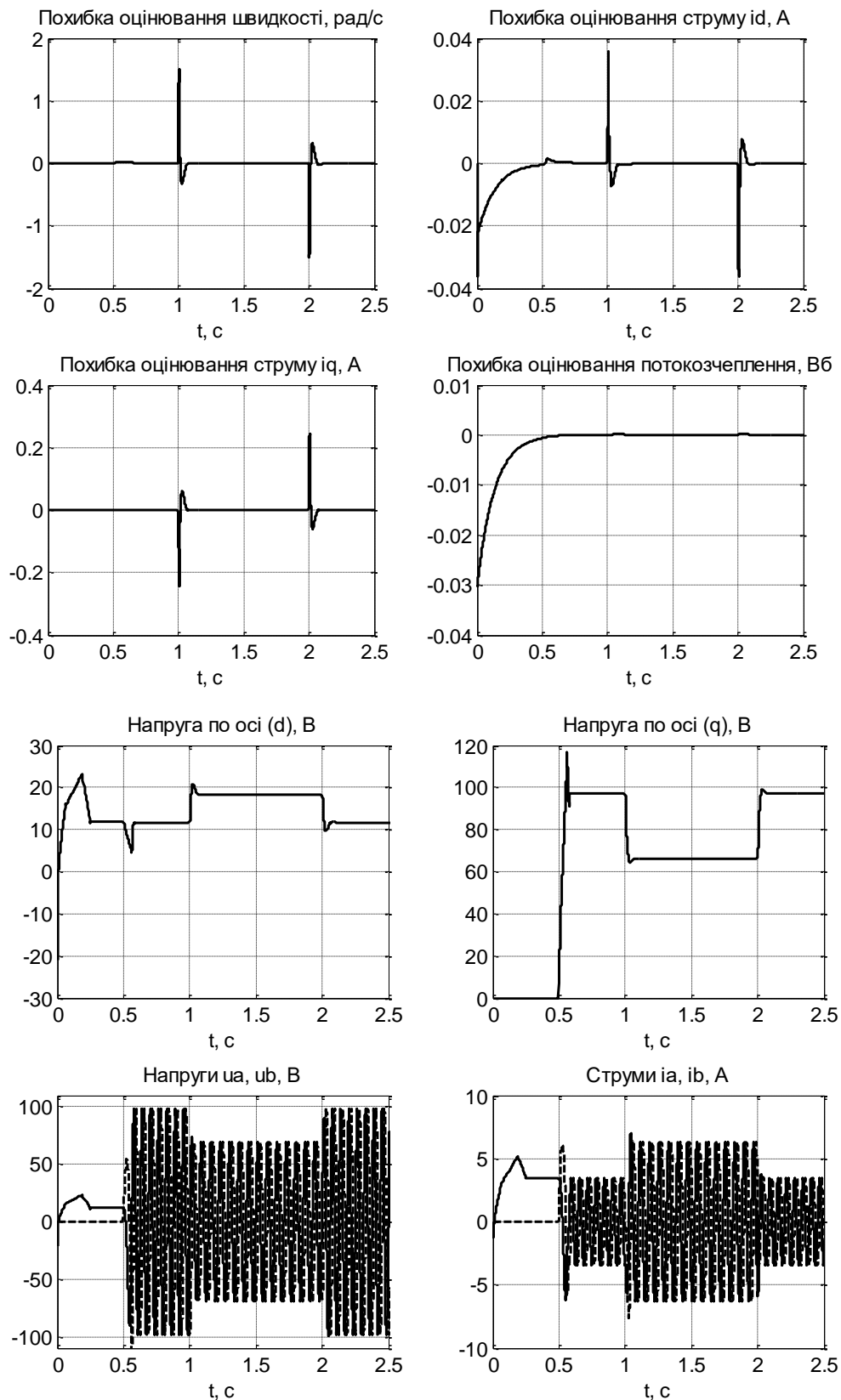


Рис. 3.6.б

Рис. 3.6. Графіки перехідних процесів в системі бездавачевого керування з

$\omega^* = 50$  рад/с та генераторним моментом навантаження

Похибка відпрацювання кутової швидкості, рад/с Похибка відпрацювання потокозчеплення, Вб

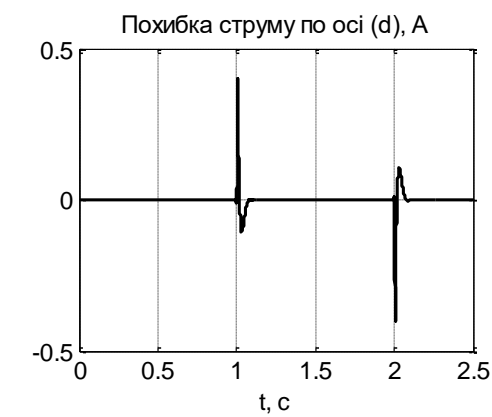
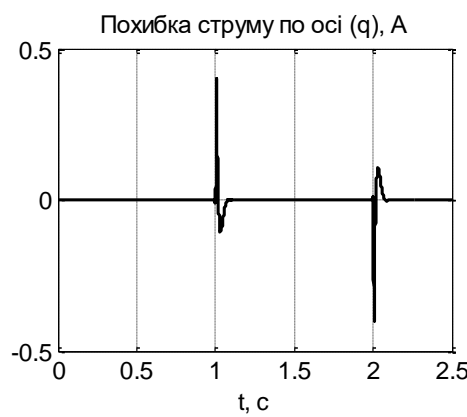
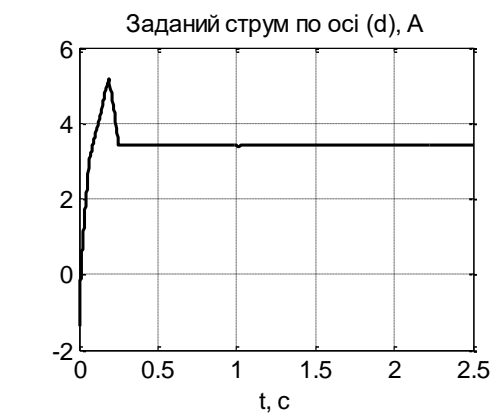
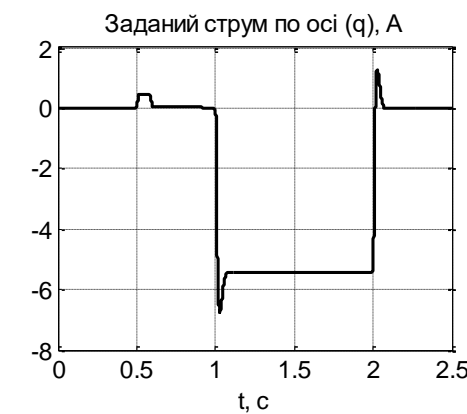
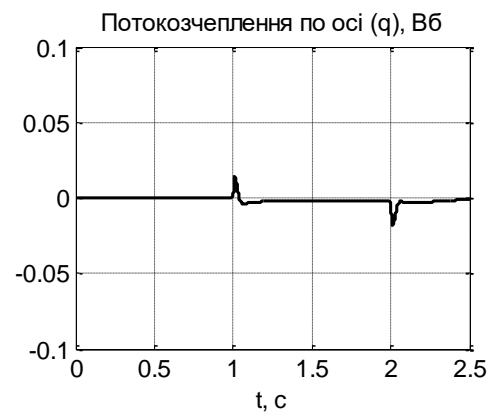
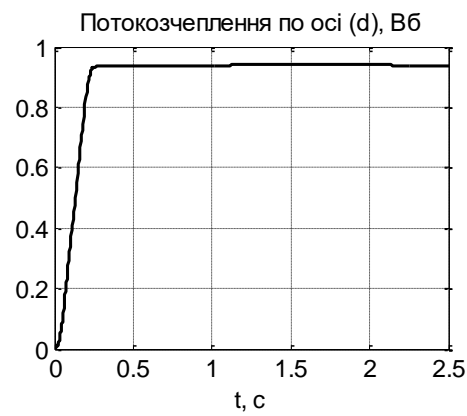
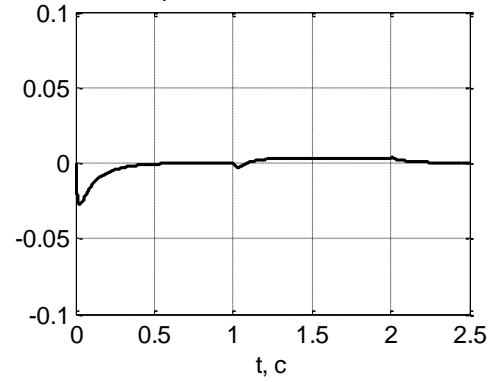
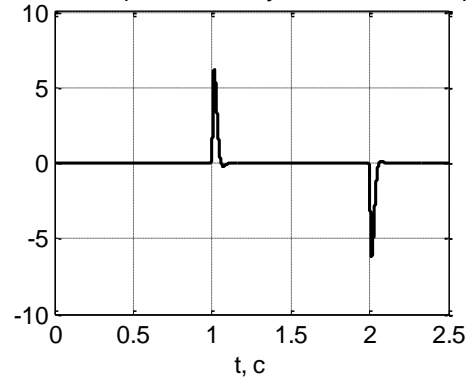


Рис. 3.7.а

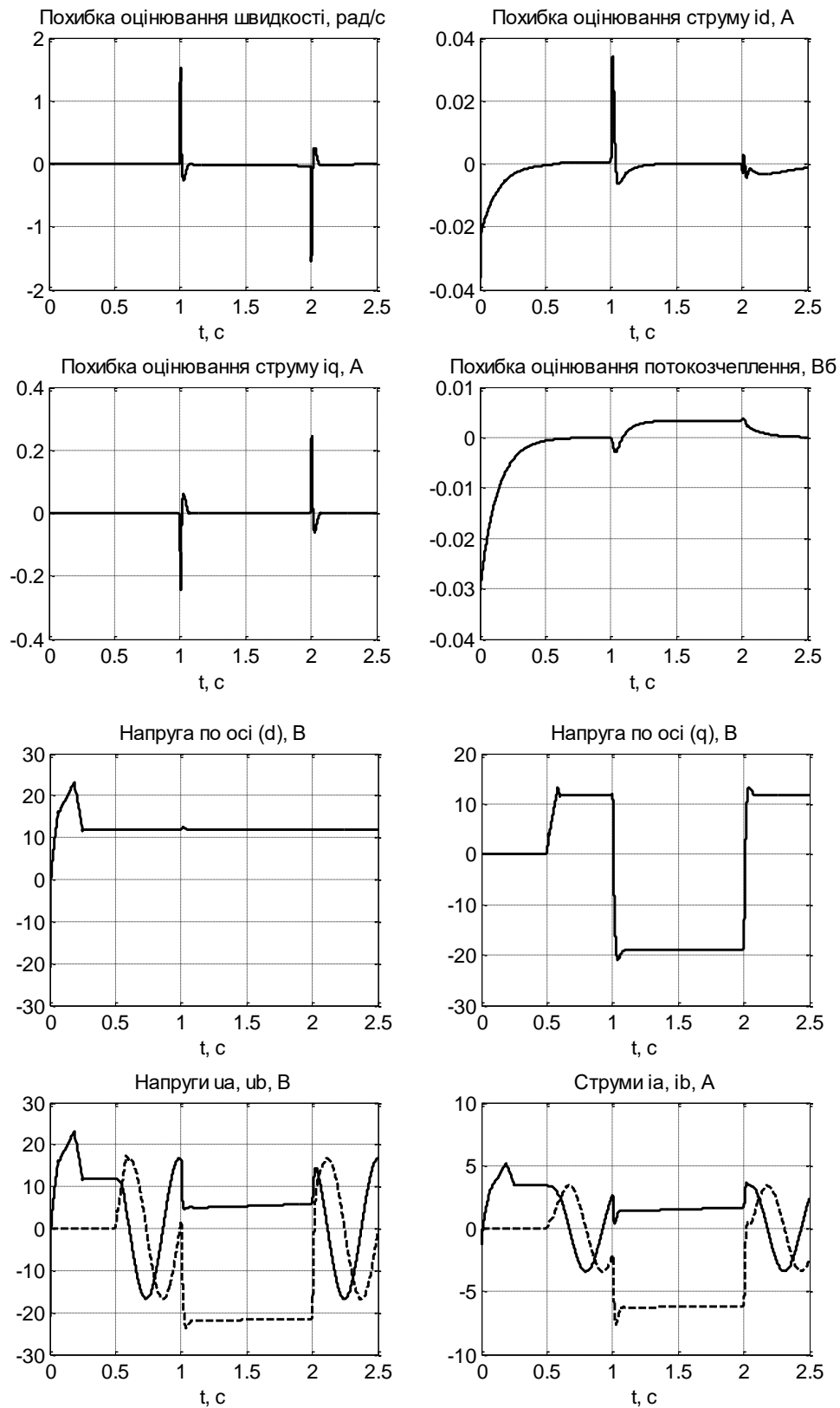


Рис. 3.7.6

Рис. 3.7. Графіки перехідних процесів в системі бездавачевого керування з

$\omega^* = 6.1$  рад/с та генераторним моментом навантаження

Похибка відпрацювання кутової швидкості, рад/с Похибка відпрацювання потокозчеплення, Вб

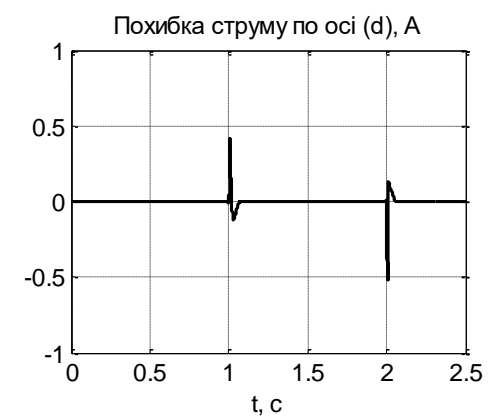
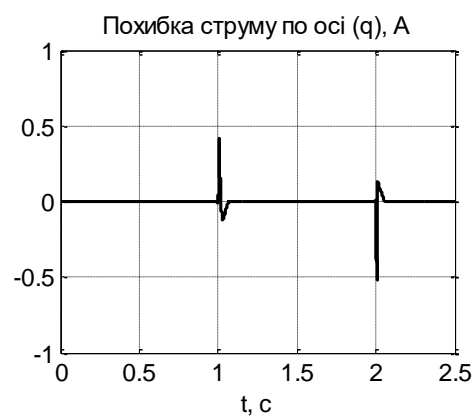
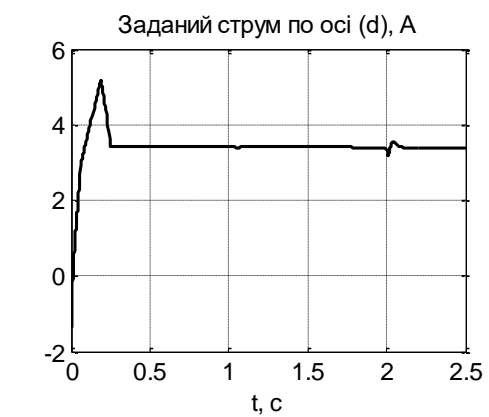
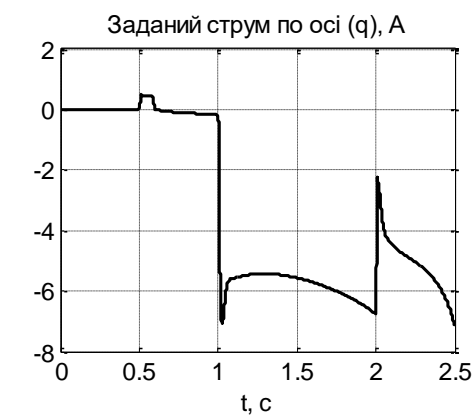
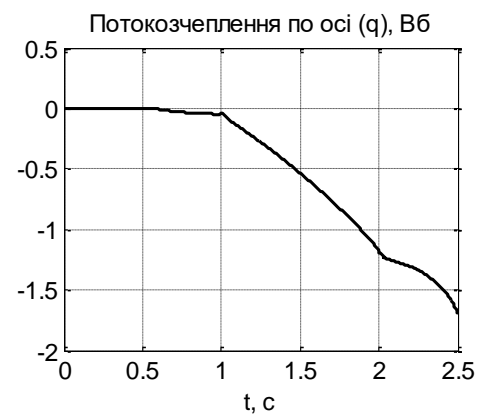
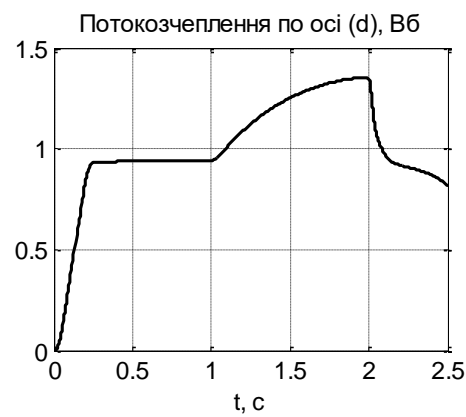
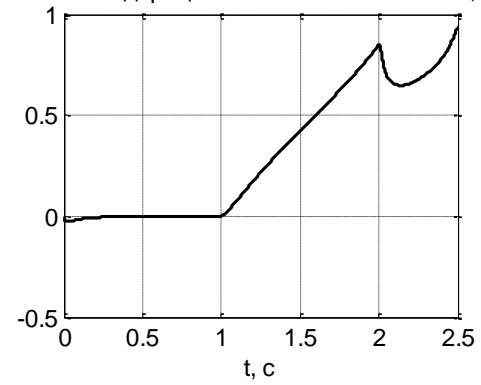
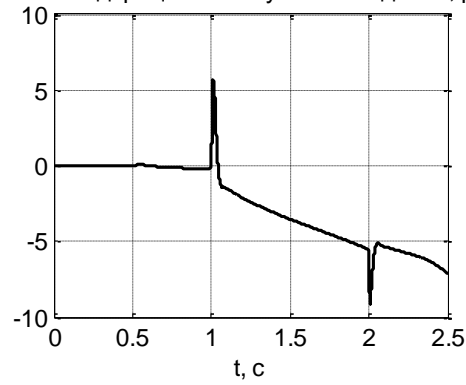


Рис. 3.8.а

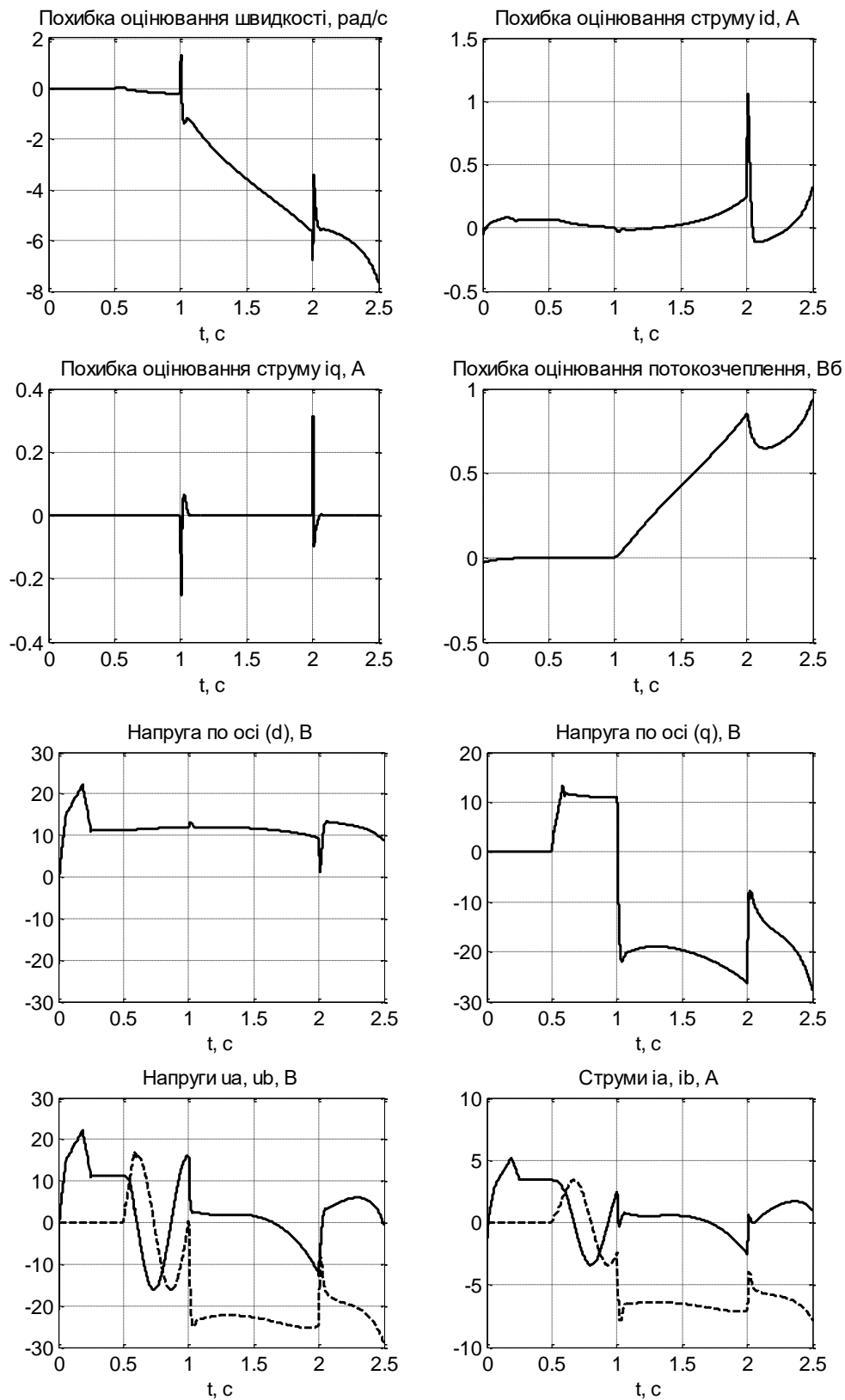
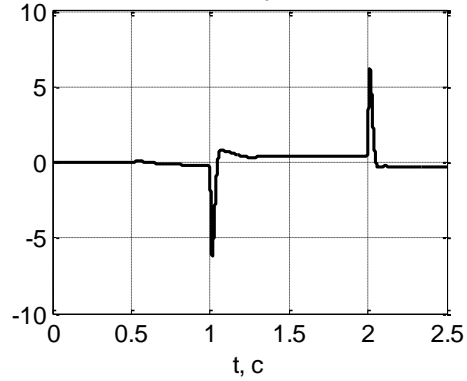


Рис. 3.8.6

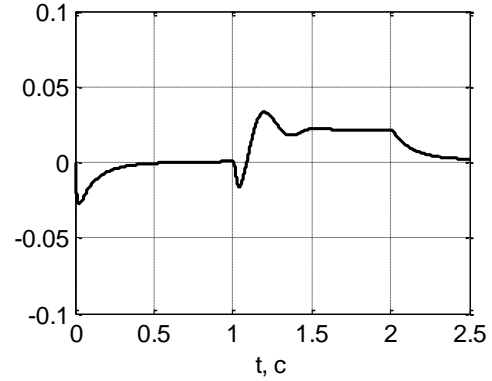
Рис. 3.8 Графіки перехідних процесів в системі бездавачевого керування з  $\omega^* = 6.1$  рад/с, генераторним моментом навантаження та варіацією  $\hat{R}_1 / R_1 = 1.05$



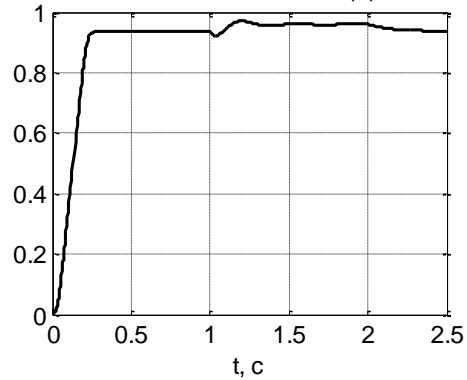
Похибка відпрацювання кутової швидкості, рад/с



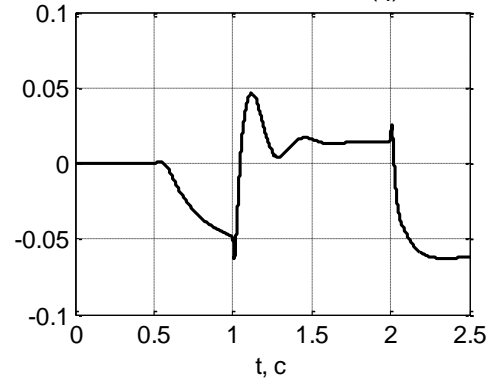
Похибка відпрацювання потокозчеплення, Вб



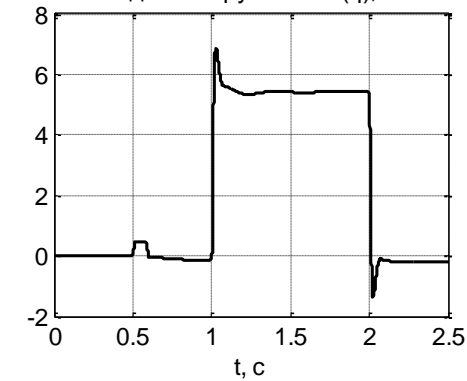
Потокозчеплення по осі (d), Вб



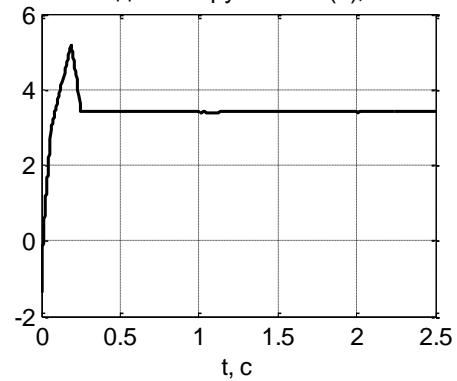
Потокозчеплення по осі (q), Вб



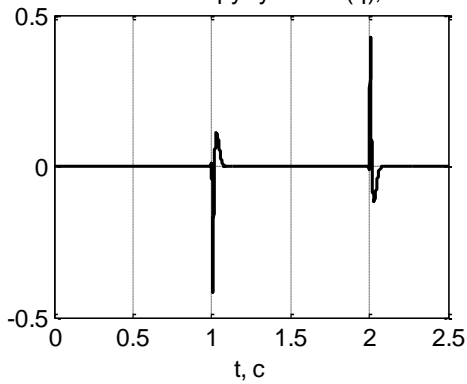
Заданий струм по осі (q), А



Заданий струм по осі (d), А



Похибка струму по осі (q), А



Похибка струму по осі (d), А

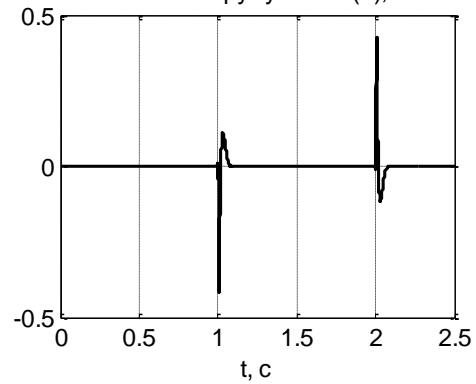


Рис. 3.9.а

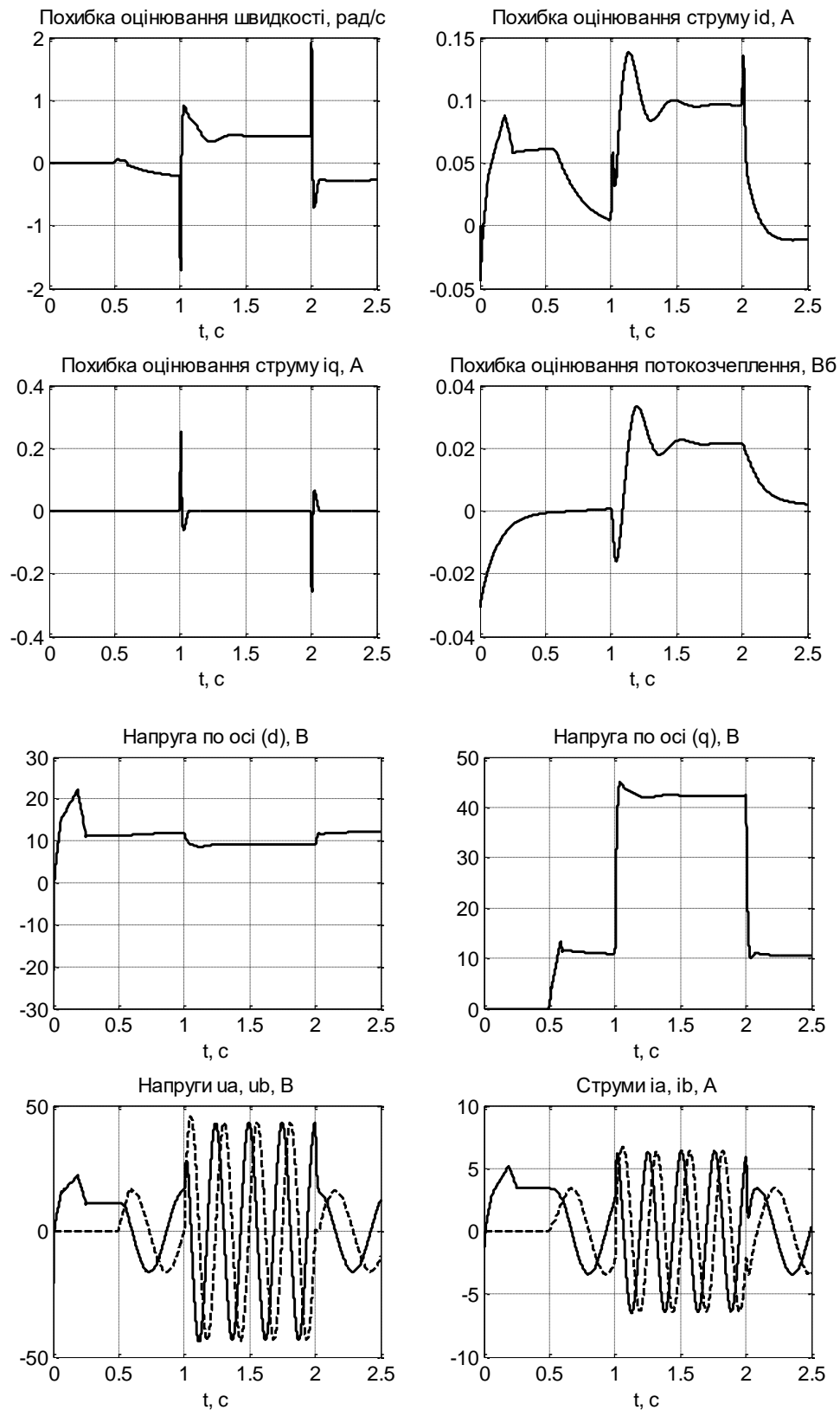


Рис. 3.9.6

Рис. 3.9. Графіки перехідних процесів в системі бездавачевого керування з  $\omega^* = 6.1$  рад/с, рушійним моментом навантаження та варіацією  $\hat{R}_1 / R_1 = 1.05$

Для порівняння показників якості відпрацювання кутової швидкості, на рис. 3.10 показано графіки перехідних процесів в системі векторного керування з вимірюванням кутової швидкості для тестів з  $\omega^* = 50 \text{ рад/с}$  та  $\omega^* = 0 \text{ рад/с}$ . З порівняння графіків, показаних на рис. 3.10 та рис. 3.4 і 3.5 встановлюємо, що рівень показників якості керування, що досягнуто в розробленій системі бездавачевого керування кутовою швидкістю АД наближається до рівня, існуючого в системах, що використовують датчик кутової швидкості.

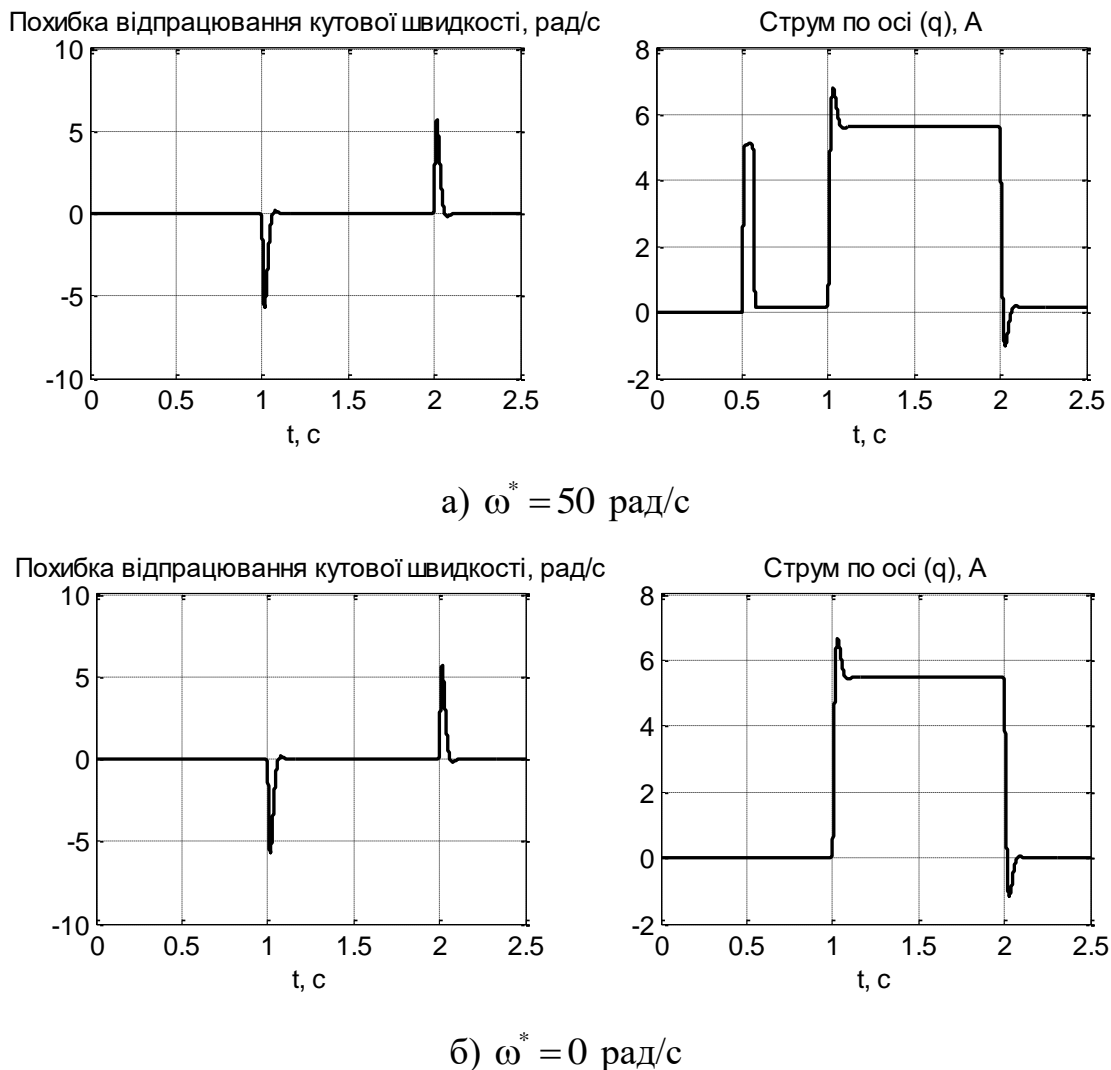


Рис. 3.10. Перехідні процеси в системі з датчиком швидкості

### 3.4 Експериментальні дослідження алгоритму бездавачевого векторного керування кутовою швидкістю

Для проведення експериментальних досліджень створено лабораторні установки, які розроблено на основі концепції швидкого прототипного тестування та представлено в підрозділі 6.4.

При виконанні експериментальних тестів з АД №1 використано послідовність операцій керування, яку показано на рис. 3.3, а параметри налаштування системи встановлено рівними значенням, які використовувалися при математичному моделюванні у підрозділі 3.2.

Графіки перехідних процесів при виконанні тестів з  $\omega^* = 50$  рад/с,  $\omega^* = 10$  рад/с, а також  $\omega^* = 0$  рад/с показано на рис. 3.11, 3.12, та 3.13 відповідно. З графіків експериментальних досліджень на рис. 3.11 – 3.13 слідує, що розроблена система бездавачевого керування на практиці забезпечує відпрацювання заданих траєкторій зміни кутової швидкості з невеликими динамічними похибками, які зумовлені неточністю визначення параметрів АД, наявністю сухого тертя та неідеальностями інвертора. Похибки відпрацювання кутової швидкості під час компенсації постійного номінального моменту навантаження в усталеному режимі знаходяться на нульовому рівні.

Перехідні процеси при дії генераторного моменту навантаження на різних швидкостях показані на рис. 3.14. Як видно з рис. 3.14а та рис. 3.14б, в умовах реального експерименту, який враховує всі ефекти немодельованої динаміки, система бездавачевого керування залишається стійкою при виконанні умов персистентності збудження. Разом з тим, робота на швидкостях, які близькі до значень, де перестають виконуватися умови персистентності збудження призводить до зниження показників якості керування кутовою швидкістю. Так, з рис. 3.14в видно, що в режимі роботи з  $\omega^* = 15$  рад/с при дії генераторного моменту навантаження статична похибка відпрацювання кутової швидкості зростає до

3 рад/с. В діапазоні заданих швидкостей  $\omega^* = (4;10)$  рад/с при дії генераторного моменту навантаження в умовах експерименту система втрачає стійкість.

Графіки перехідних процесів, які отримано в системі векторного керування з вимірюванням кутової швидкості показано на рис. 3.15 та рис. 3.16. Порівняльний аналіз рис. 3.11, 3.13, з рис. 3.15, рис. 3.16 свідчить про те, що як і при математичному моделюванні, так і під час експерименту в розробленій системі бездавачевого векторного керування досягнуто показники якості керування кутовою швидкістю, які близькі до існуючих в системах з її вимірюванням.

Графіки експериментальних перехідних процесів, які показано на рис. 3.11, рис. 3.13, рис. 3.15 та рис. 3.16, з високою точністю співпадають з результатами математичного моделювання на рис. 3.4, рис. 3.5, рис. 3.10, що підтверджує достовірність теоретичних висновків, отриманих при синтезі алгоритму бездавачевого векторного керування.

На рис. 3.17 показано експериментальні механічні характеристики системи бездавачевого керування (суцільні лінії) та системи розімкненого частотно-го керування АД. З представлених на рис. 3.17 характеристик видно, що на відміну від розімкнених методів керування, розроблена система бездавачевого керування на практиці забезпечує близьке до астатичного регулювання кутової швидкості в широкому діапазоні її змін, а також номінальний момент АД в зоні нульових швидкостей. Це робить системи бездавачевого керування придатними для використання в ширшому спектрі технологічних застосувань, наприклад в підйомних машинах. Для підтвердження цього виконано експеримент, послідовність операцій для якого зображено на рис. 3.18 і включає наступні етапи: на початковому інтервалі часу  $0 \dots 0.25$  с відбувається збудження двигуна; при  $t = 0.75$  с до нерухомого валу прикладається момент навантаження; при  $t = 1$  с подається задана траєкторія швидкості для розгону двигуна до 25 рад/с. Даний тест імітує пуск двигуна механізму підйому, коли після зняття механічних гальм система керування двигуном має втримувати вантаж, а після надходження команди на підйом забезпечити рух вантажу вгору.

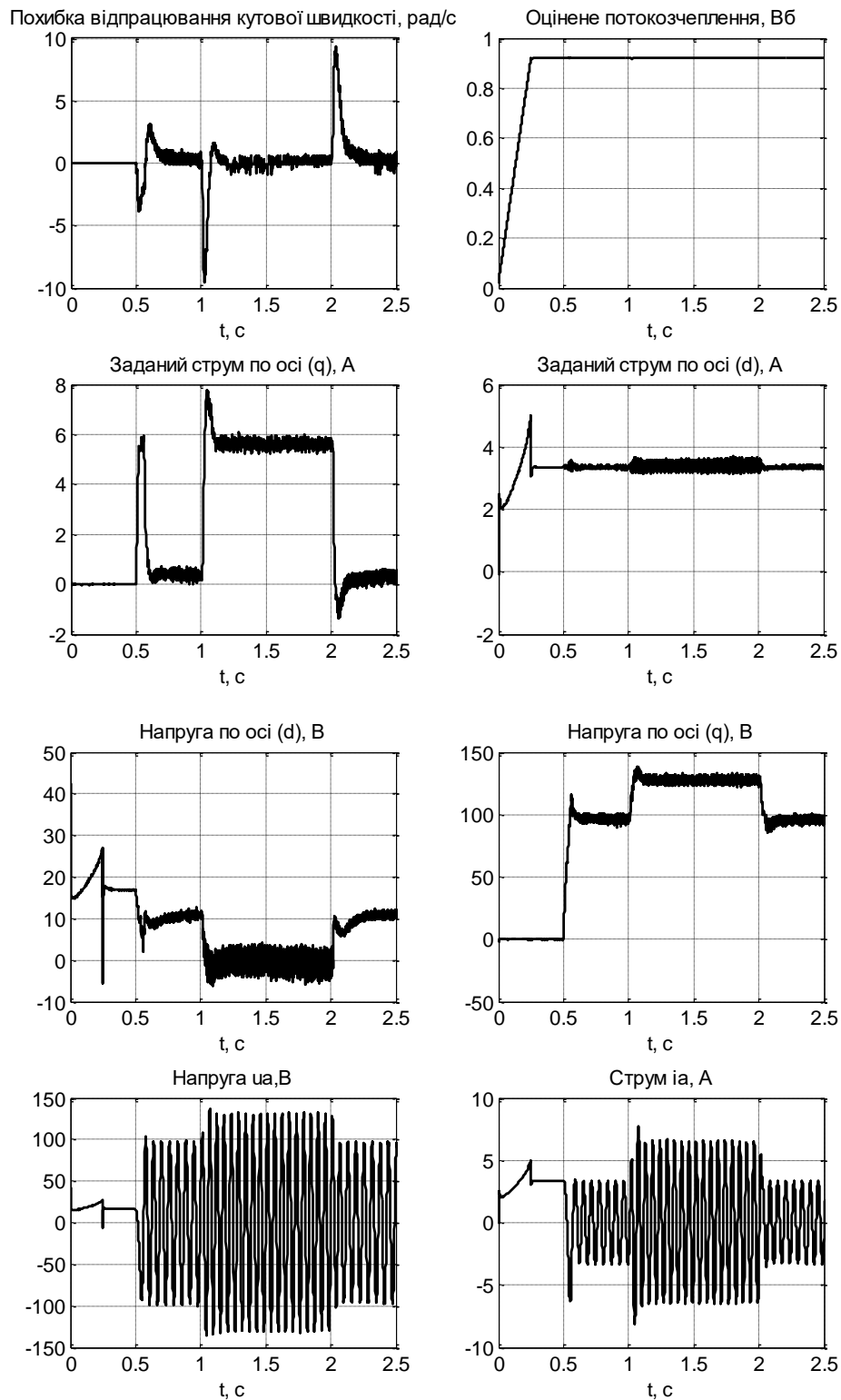


Рис. 3.11. Експериментальні перехідні процеси в системі бездавачевого керування з  $\omega^* = 50$  рад/с та рушійним моментом навантаження

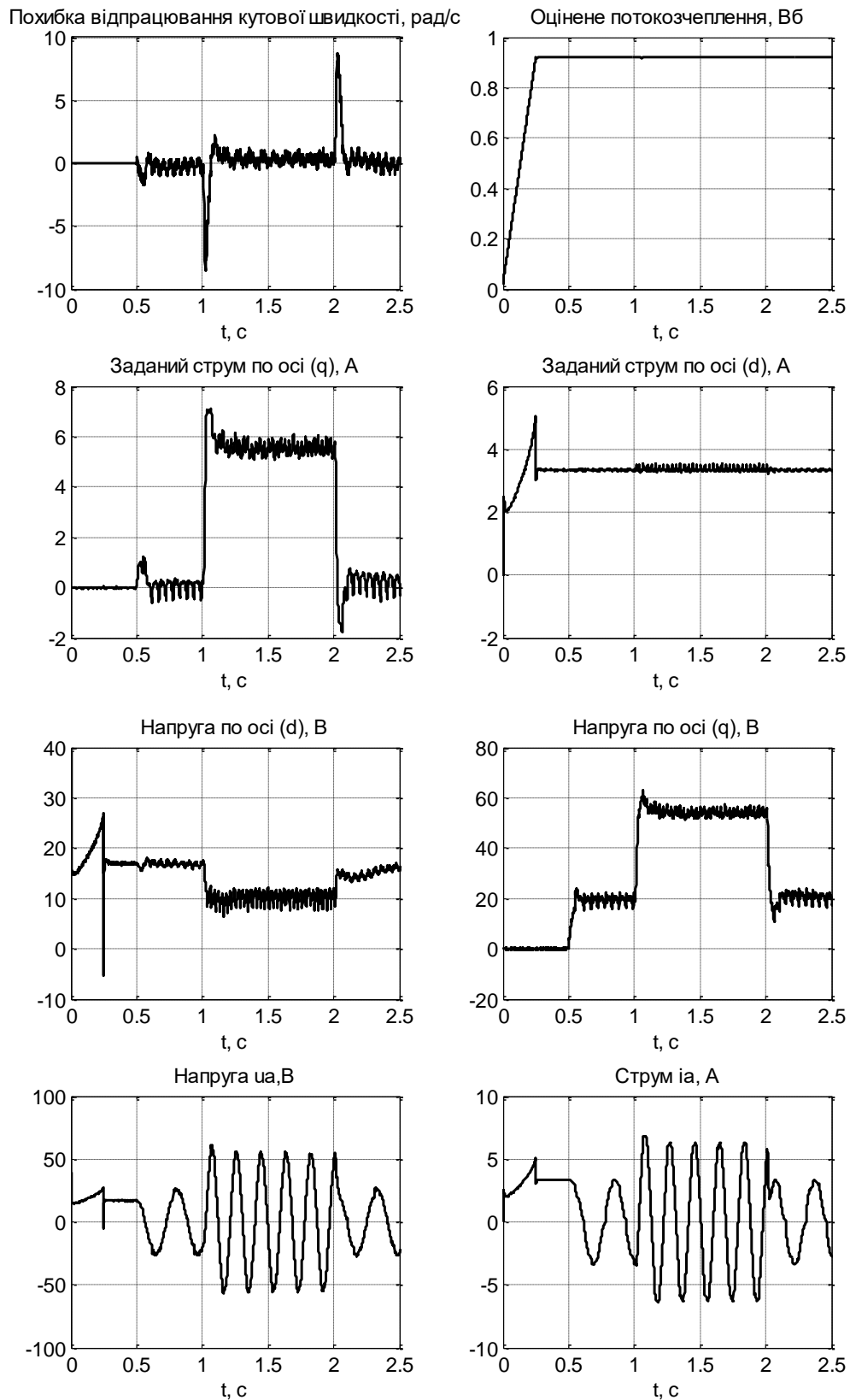


Рис. 3.12. Експериментальні перехідні процеси в системі бездавачевого керування з  $\omega^* = 10$  рад/с та рушійним моментом навантаження

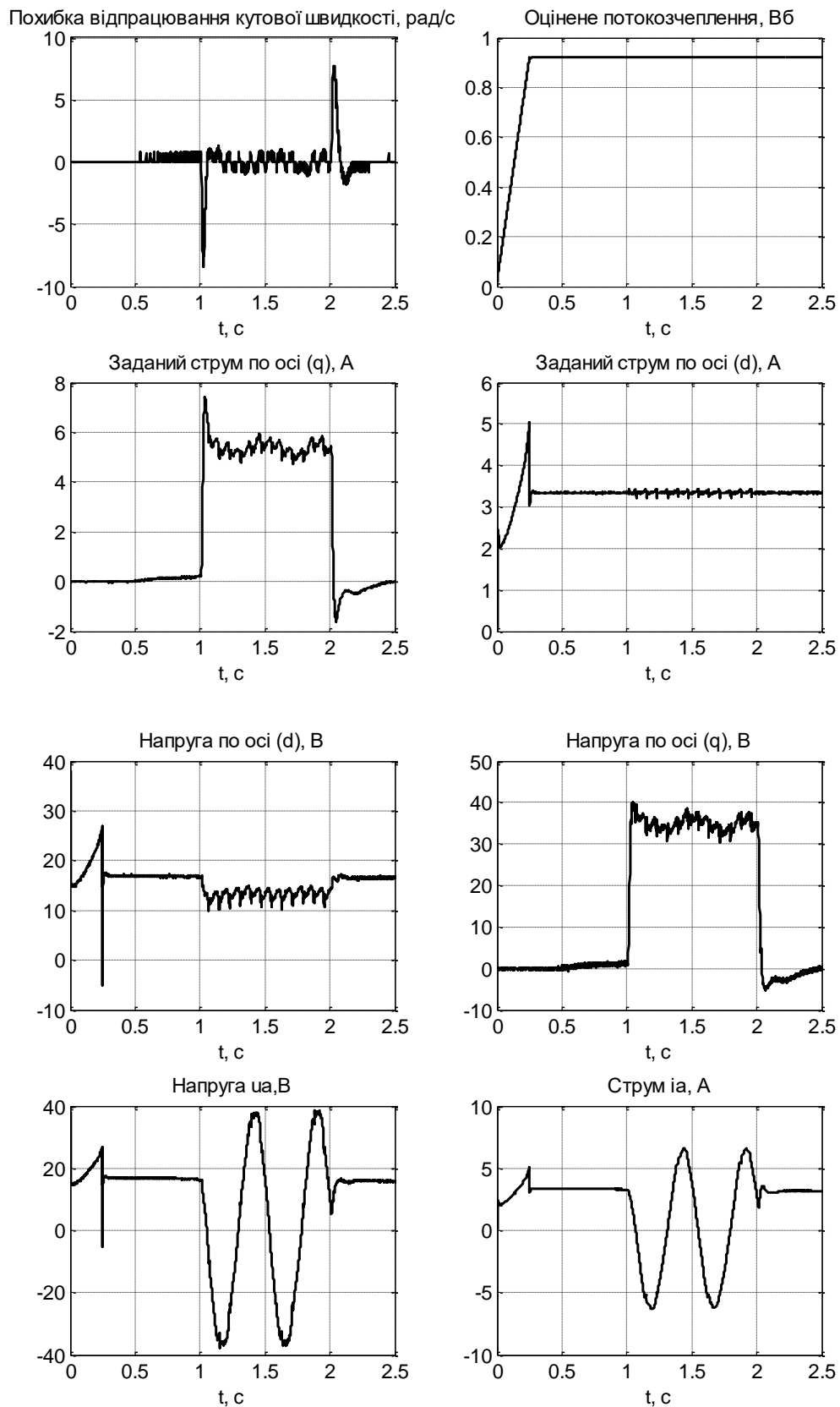


Рис. 3.13. Експериментальні перехідні процеси в системі бездавачевого керування при відпрацюванні нульової швидкості



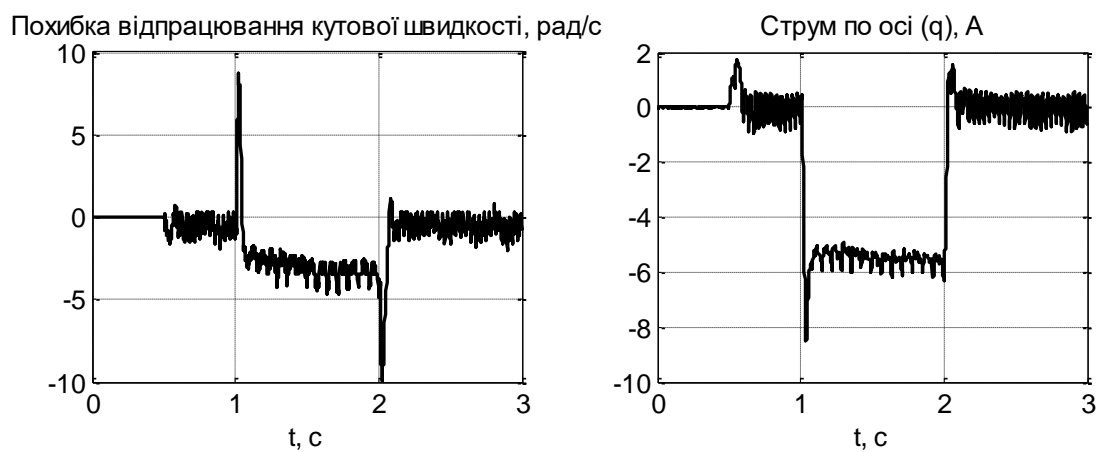
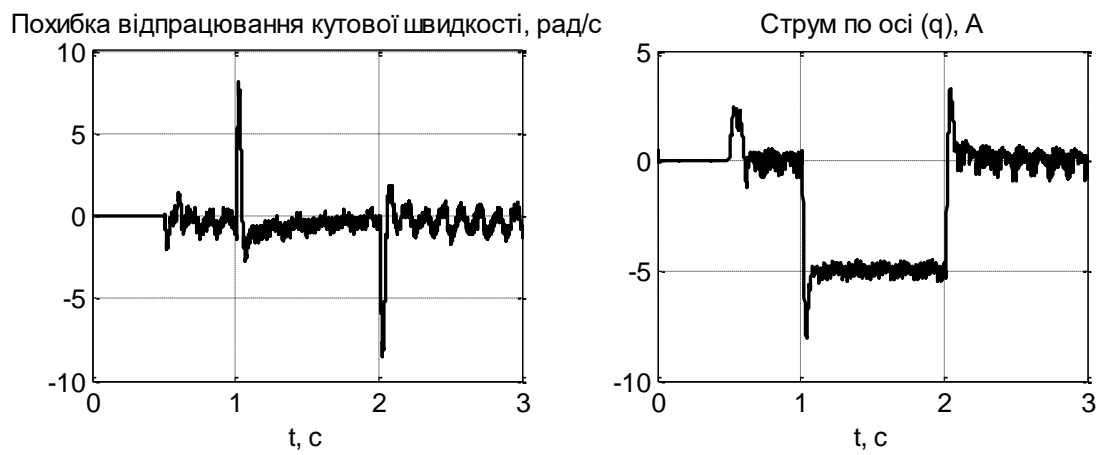
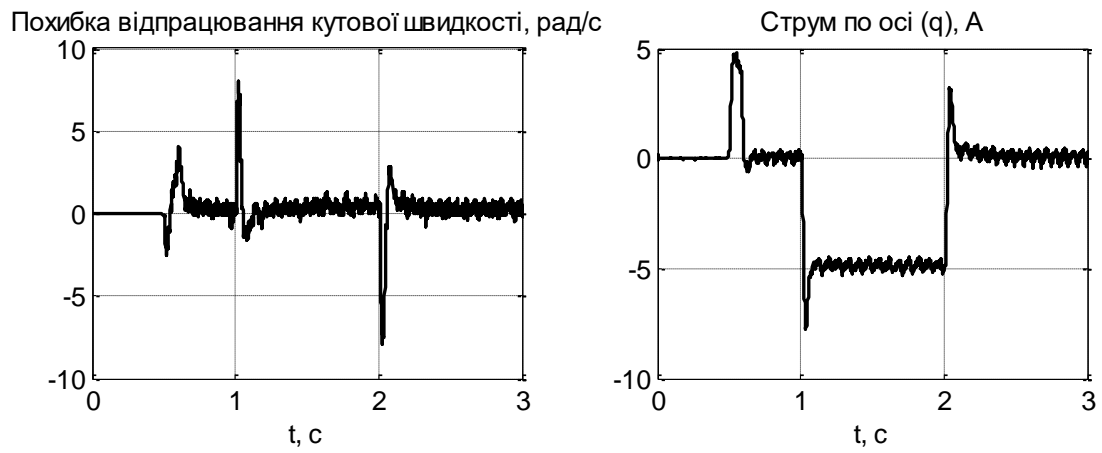


Рис. 3.14. Експериментальні перехідні процеси в системі бездавачевого керування при генераторному моменті навантаження

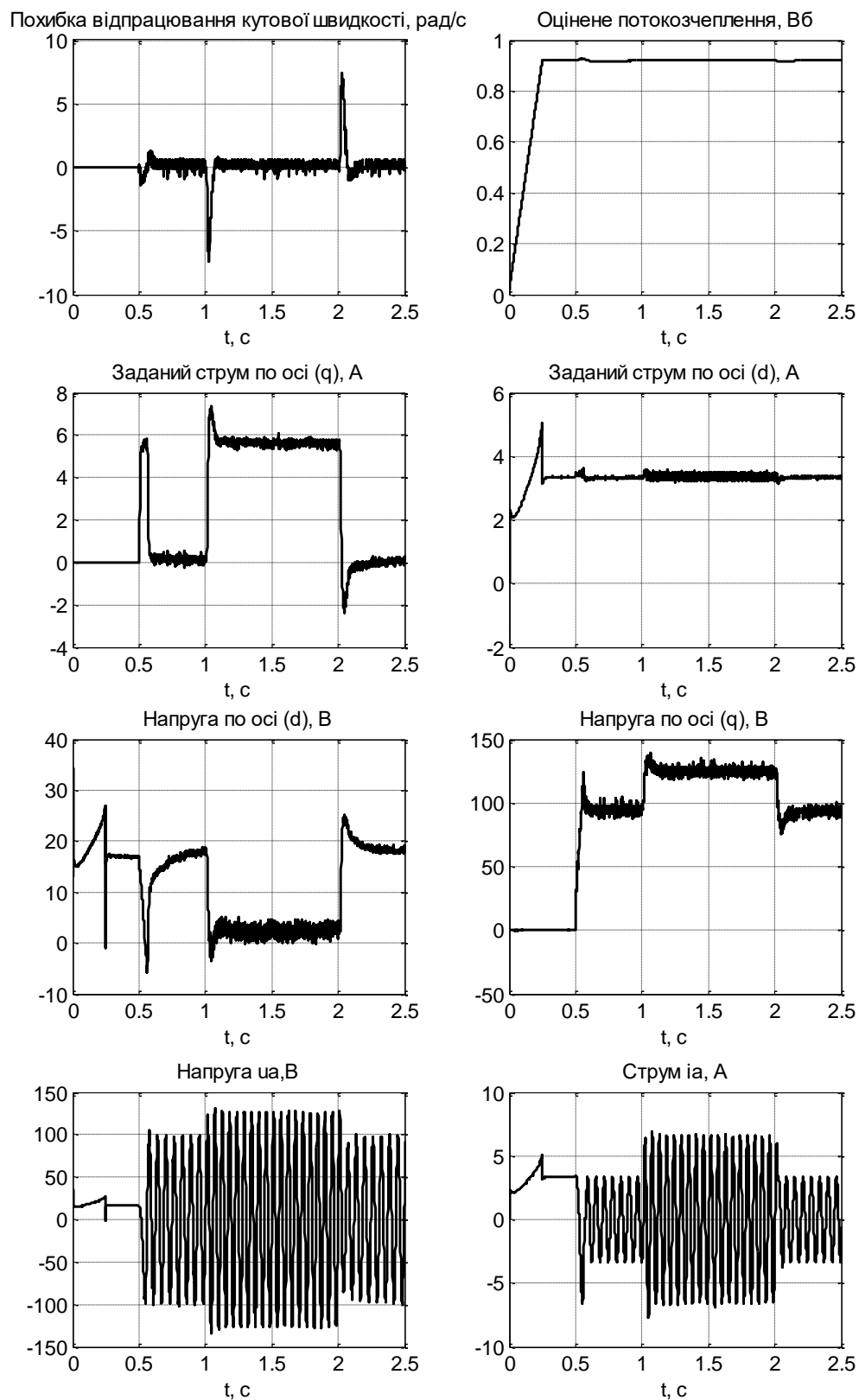


Рис. 3.15. Експериментальні перехідні процеси в системі з датчиком швидкості  
з  $\omega^* = 50$  рад/с

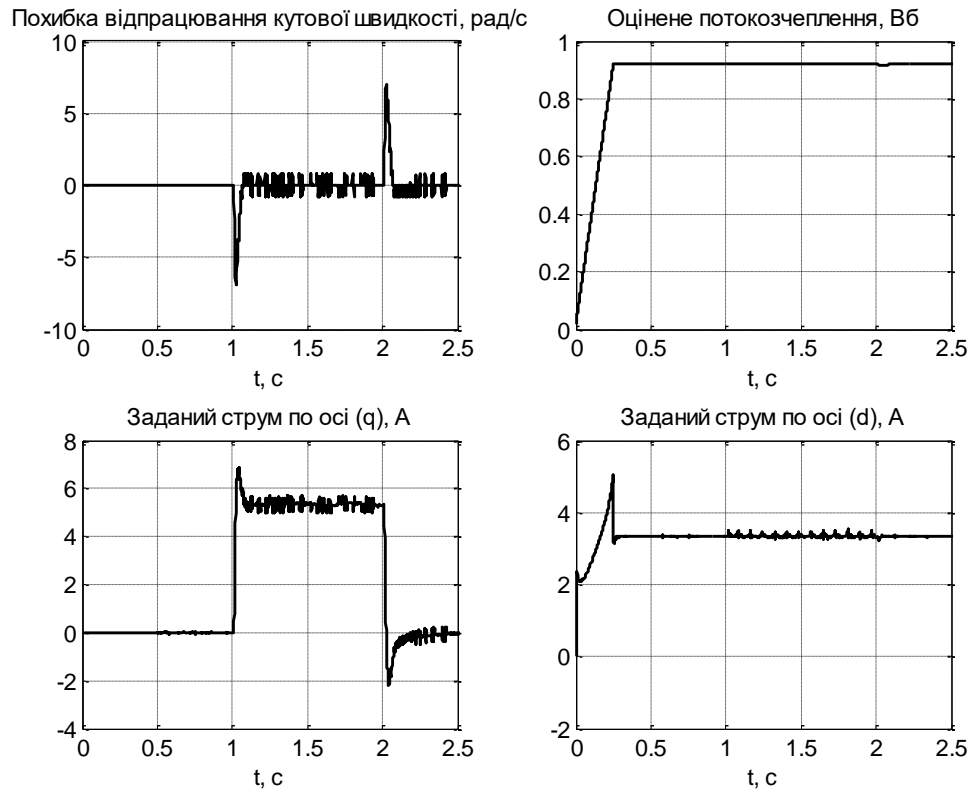


Рис. 3.16. Експериментальні перехідні процеси в системі з датчиком швидкості з  $\omega^* = 0$  рад/с

Графіки перехідних процесів розгону двигуна під дією номінального моменту навантаження показано на рис. 3.19. З графіків рис. 3.19 встановлюємо, що система бездавачевого векторного керування забезпечує утримання номінального моменту на нульовій швидкості та прискорення двигуна при номінальному навантаженні. На відміну від випадку тестування системи квазівекторного керування, результати якого представлено на рис. 2.20, в системі бездавачевого керування розгін навантаженого двигуна забезпечується зі струмами, що не перевищують номінального значення.

Послідовність операцій керування і графіки перехідних процесів моментотворюючої компоненти струму статора та похибки відпрацювання кутової швидкості при тестуванні системи бездавачевого векторного керування з АД №3 потужністю 5.5 кВт (параметри в Додатку Б, табл. Б3) показано на рис. 3.20.

Параметри налаштування алгоритму бездавачевого керування встановлено наступними:  $k_{\omega} = 30$ ,  $k_{\omega i} = k_{\omega}^2 / 2 = 450$ ;  $k_{id} = k_{iq} = k_i = 700$ ,  $k_{ii} = k_i^2 / 4 = 122500$ ;  $\gamma_1 = 0.0122$ ,  $k_{od} = 300$ ,  $k_{oq} = 600$ ,  $k_{oi} = k_{oq}^2 / 2\beta\psi^* = 1780$ ,  $k_{\psi} = 100$ ,  $k_{\psi i} = 5000$ .

Послідовність операцій керування включає в себе наступні етапи: збудження двигуна на початковому інтервалі часу  $0 \div 0.25$  с (траєкторія заданого потокозчеплення починається з  $\psi^*(0) = 0.02$  Вб і досягає значення  $0.9$  Вб); починаючи з  $t = 0.5$  с ненавантажений двигун розганяється по заданій траєкторії швидкості, яка має нульове початкове значення і досягає  $20$  рад/с ( $13\%$  від номінальної); в момент часу  $t = 1.5$  с до валу двигуна прикладається, а при  $t = 2.5$  с знімається постійний момент навантаження, рівний номінальному значенню. Задана траєкторія кутової швидкості сформована таким чином, щоб динамічний момент при її відпрацюванні відповідав номінальному значенню.

Як видно з перехідних процесів, показаних на рис. 3.20б, динамічна похибка при відпрацюванні заданої траєкторії кутової швидкості складає приблизно  $2$  рад/с, а в моменти прикладання/зняття моменту навантаження досягає  $6$  рад/с і компенсується регулятором швидкості за  $0.15$  с. Статична похибка регулювання кутової швидкості при компенсації постійного номінального моменту навантаження знаходиться на нульовому рівні.

Для порівняння, на рис. 3.20в. показані графіки перехідних процесів, отримані експериментально в системі векторного керування з вимірюванням кутової швидкості за умов однакових коефіцієнтів налаштування регуляторів струму та швидкості. З порівняння рис. 3.20б і рис. 3.20в встановлюємо, що динамічні та статичні показники якості регулювання кутової швидкості при використанні розробленого алгоритму бездавачевого векторного керування наближаються до тих, які досяжні в системах з вимірюванням кутової швидкості.

На Рис. 3.20г показані перехідні процеси при відпрацюванні номінального моменту навантаження на швидкості  $1.5$  рад/с, що відповідає діапазону регу-

лювання кутової швидкості 1:100. Представлені результати експериментальних досліджень з двигуном АД №3 співпадають з результатами математичного моделювання.

На рис. 3.21 показано графіки перехідних процесів похибки відпрацювання кутової швидкості та моментоутворюючої компоненти вектора струму статора при тестуванні системи з АД №2 (0.75 кВт, див. Додаток Б, табл. Б2). Представлені на рис. 3.21 результати тестів, а також результати експериментальних досліджень з АД №2 та АД №3 дозволяють зробити висновок про повторюваність результатів експериментального тестування розробленої системи бездавачевого керування на двигунах різної потужності. У всіх трьох випадках досягнуто діапазон регулювання кутової швидкості на рівні 1:100.

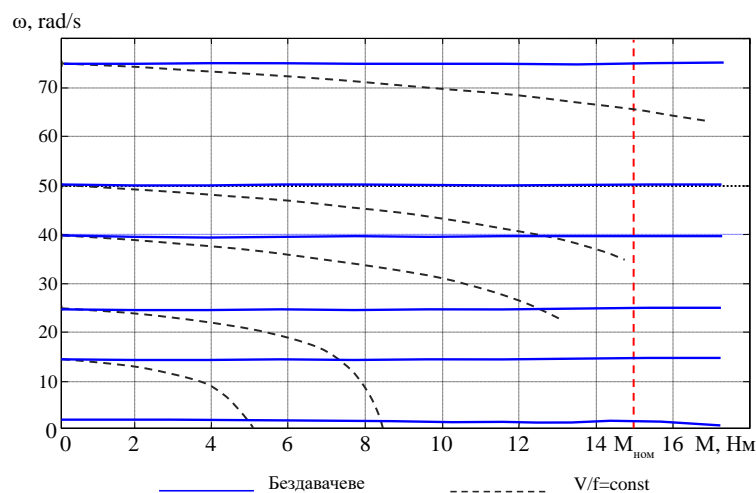


Рис. 3.17. Статичні характеристики системи бездавачевого керування

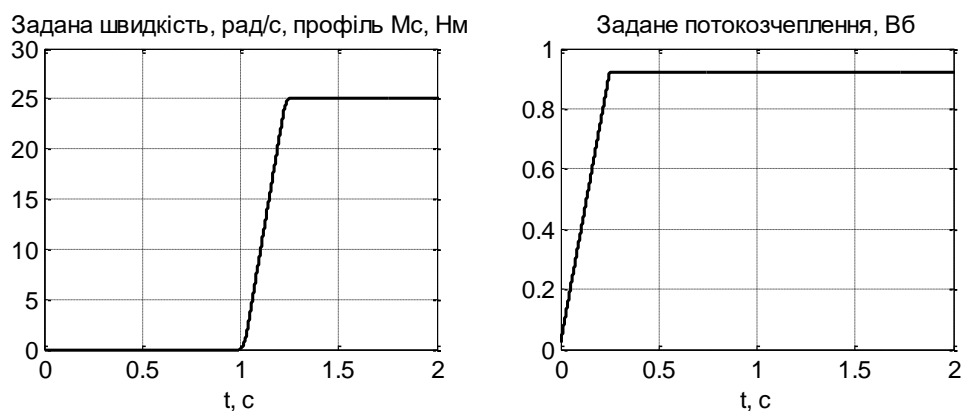


Рис. 3.18. Послідовність операцій керування при розгоні навантаженого двигуна

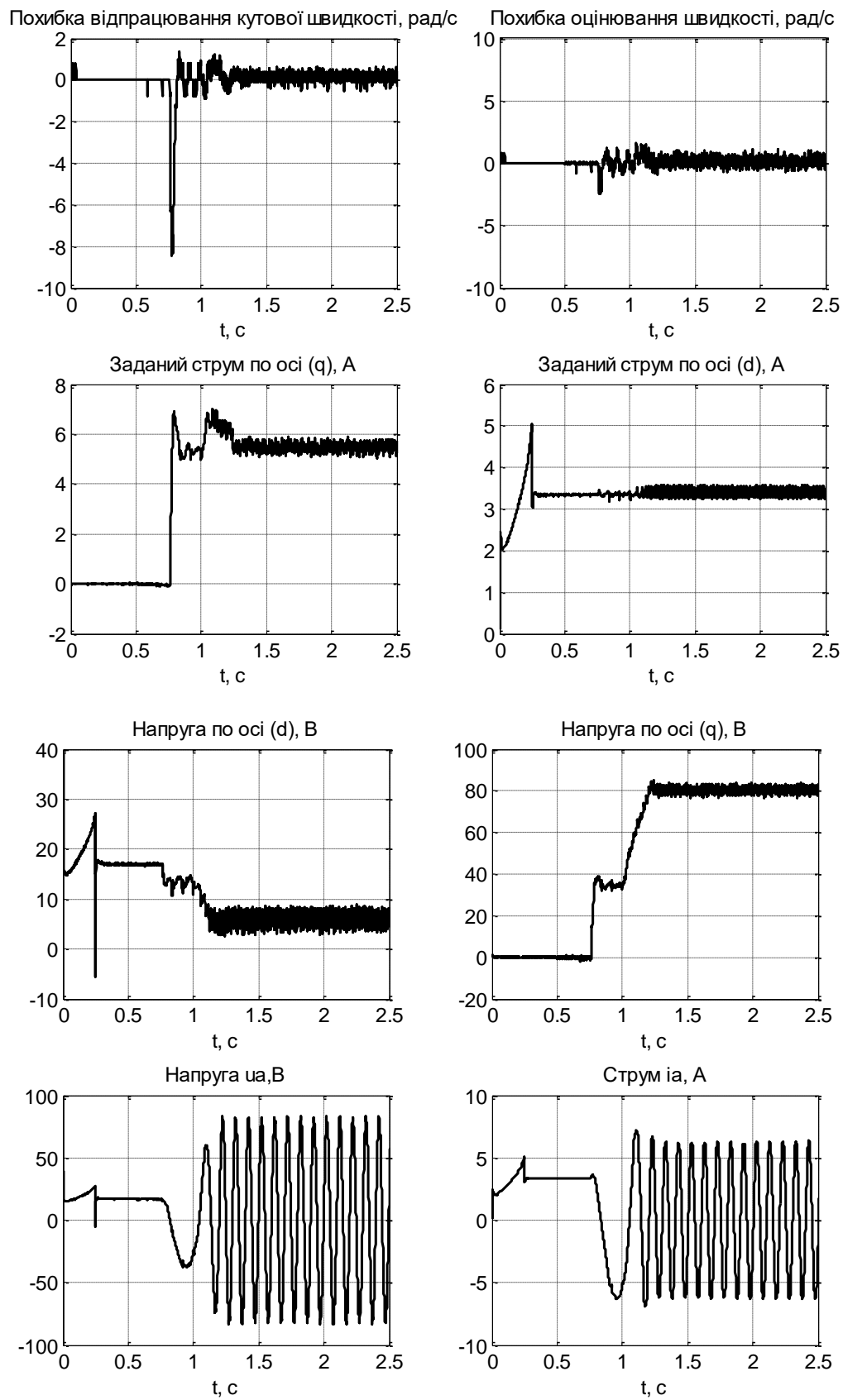


Рис. 3.19. Експериментальні перехідні процеси при розгоні навантаженого двигуна

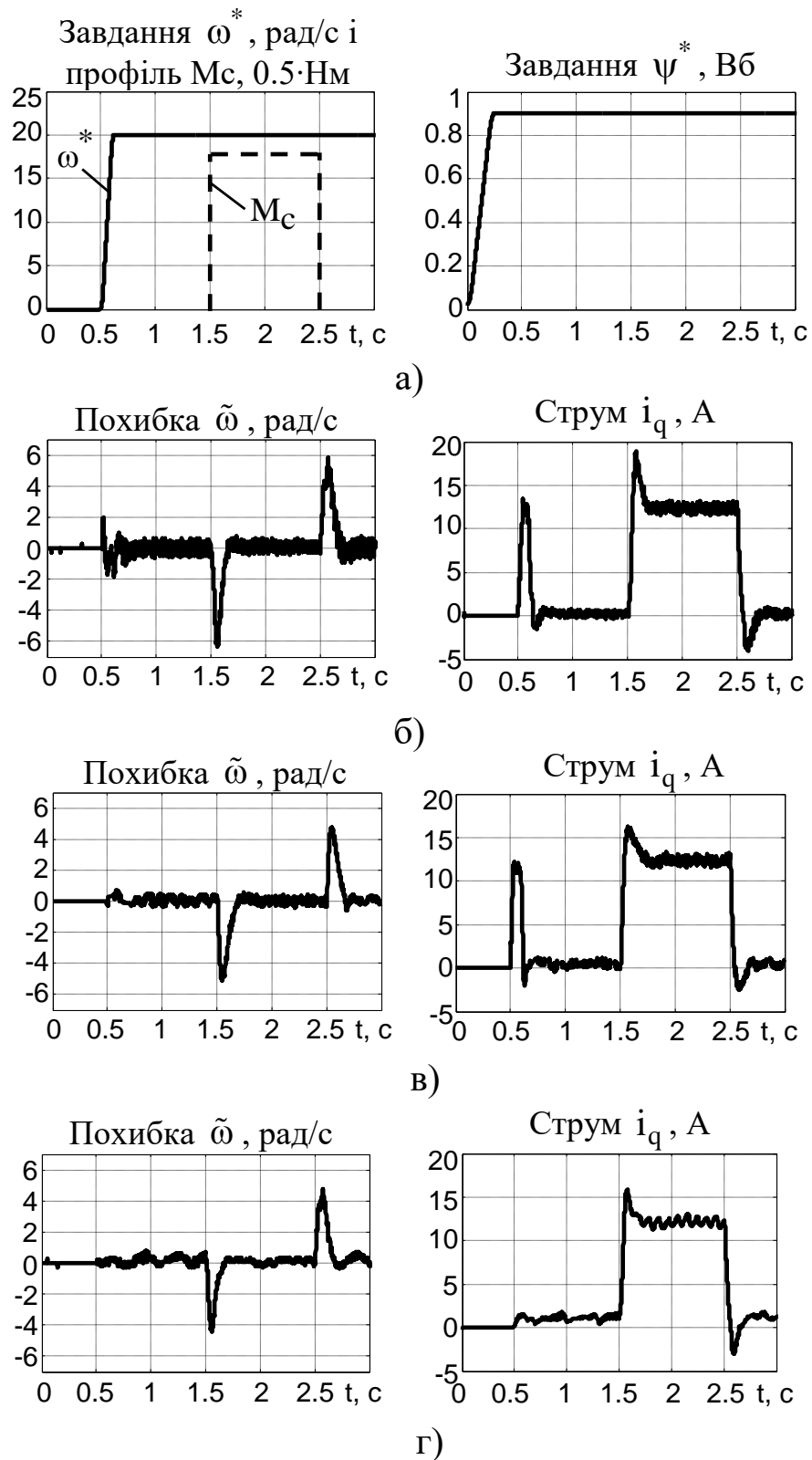


Рис. 3.20 Результати експериментальних досліджень з двигуном потужністю  
5.5 кВт (АД №3)

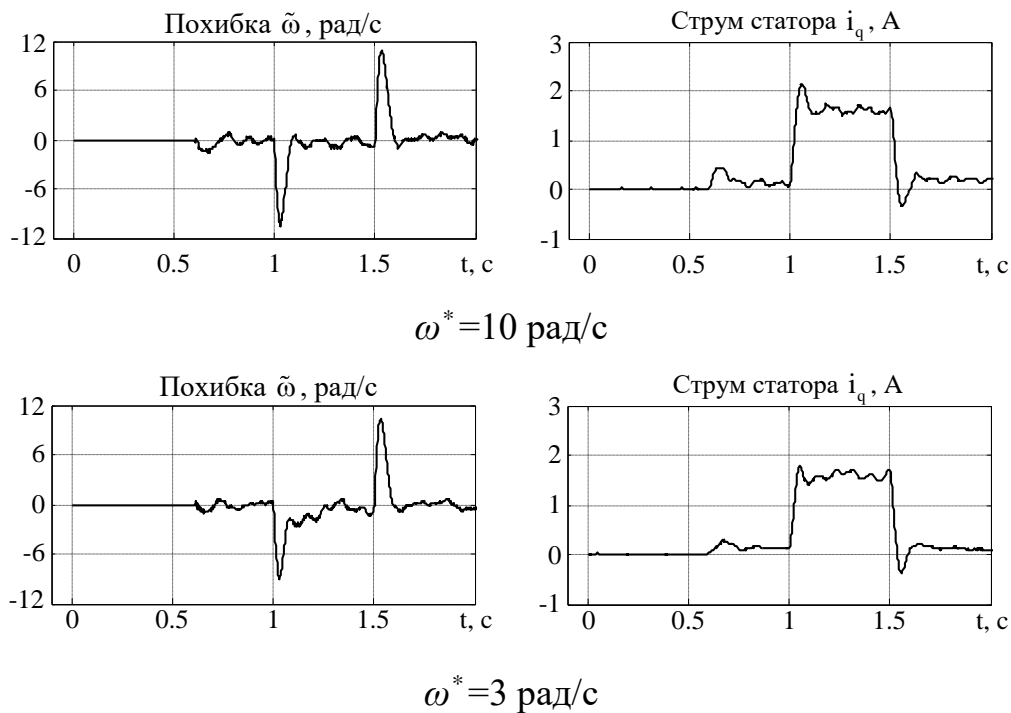


Рис. 3.21. Результати експериментальних досліджень з двигуном потужністю 0.75 кВт (АД №2)

### 3.5 Алгоритм бездавачевого векторного керування моментом і потокозчепленням асинхронного двигуна при прямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора

Керування моментом приводних двигунів є окремою задачею яку необхідно вирішувати для широкого спектру промислових застосувань. До них в першу чергу відносяться механізми намотування-розмотування, системи регулювання натягу, тягові електроприводи електричних транспортних засобів. На відміну від керування кутовою швидкістю чи положенням, керування моментом приводного двигуна не залежить від технологічного об'єкта.

Метою даного розділу є конструювання, аналіз та дослідження алгоритму керування моментом АД, на основі теоретичних результатів, отриманих у підрозділі 3.1, а також синтез нового алгоритму керування моментом з орієнтацією керування за вектором потокозчеплення статора.



### 3.5.1 Постановка задачі керування моментом і потокозчепленням асинхронного двигуна

Визначимо вектор регульованих змінних як

$$\mathbf{y}_1 = \begin{pmatrix} M \\ \sqrt{\psi_{2d}^2 + \psi_{2q}^2} \end{pmatrix} \triangleq \begin{pmatrix} M \\ |\psi| \end{pmatrix}. \quad (3.97)$$

Момент і модуль вектора потокозчеплення ротора мають керуватися за допомогою двовірного вектора напруги статора  $(u_{1a}, u_{1b})^T$  на основі інформації про вектор вимірюваних змінних  $\mathbf{y} = (i_{1d}, i_{1q})^T$ .

Визначимо вектор завдань для вихідних змінних  $\mathbf{y}_1^* = (M^*, \psi^*)^T$ , де  $M^*$  і  $\psi^* > 0$  є заданими траєкторіями зміни для  $M$  і  $|\psi|$ . Похибки відпрацювання моменту і модуля вектора потокозчеплення ротора визначаються наступним чином

$$\tilde{M} = M - M^*, \quad \tilde{\psi} = |\psi| - \psi^*. \quad (3.98)$$

Проблема відпрацювання моменту і модуля вектора потокозчеплення формулюється наступним чином. Розглянемо стандартну модель АД представлених в системі координат  $(d-q)$ , що обертається з довільною кутовою швидкістю  $\omega_0$  (3.1). Припустимо, що виконуються припущення А.1, А2 підрозділу 3.1, а також задані траєкторії зміни моменту і потокозчеплення  $M^*$ ,  $\psi^*$  є обмеженими функціями з відомими похідними  $\dot{M}^*$ ,  $\dot{\psi}^*$ ,  $\ddot{\psi}^*$ ;  $\psi^* > 0$ , кутова швидкість ротора  $\omega$  є обмеженою змінною.

При виконанні цих припущень необхідно розробити алгоритм керування за вимірюваним виходом, який гарантує досягнення наступних цілей керування:

О.1. Локальне асимптотичне відпрацювання моменту і модуля вектора потокозчеплення, тобто виконання умов

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0. \quad (3.99)$$

О.2. Асимптотичну орієнтацію керування за вектором потокозчеплення ротора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{2q} = 0. \quad (3.100)$$

О.3. Асимптотичне оцінювання кутової швидкості ротора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0. \quad (3.101)$$

3.5.2 Алгоритм керування електричною підсистемою та оцінювання кутової швидкості

Базуючись на методі синтезу алгоритмів бездавачевого керування, розробленого в підрозділі 3.1, визначимо:

- регулятор модуля вектора потокозчеплення

$$i_d^* = \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^* - k_\psi e_\psi - x_\psi), \quad (3.102)$$

$$\dot{x}_\psi = k_{\psi i} e_\psi;$$

- спостерігач модуля вектора потокозчеплення

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\psi}} &= -\alpha \hat{\psi} + \alpha L_m \hat{i}_d, \\ \dot{\hat{\varepsilon}}_0 &= \hat{\omega}_0 = \hat{\omega} + \alpha L_m \frac{\hat{i}_{lq}}{\hat{\psi}} + \frac{1}{\hat{\psi}} \frac{1}{\beta} \left[ \hat{\omega} (1 + \gamma_1) + \alpha L_m \frac{\hat{i}_{lq}}{\hat{\psi}} \right] \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (3.103)$$

$$\dot{\hat{i}}_d = -\gamma \hat{i}_d + \omega_0 i_{1q} + \alpha \beta \hat{\psi} + \frac{1}{\sigma} u_d + k_{od} \tilde{\hat{i}}_d; \quad (3.104)$$

- регулятори струмів

$$\begin{aligned} u_{1d} &= \sigma \left( \gamma \hat{i}_d^* - \omega_0 \hat{i}_d^* - \alpha \beta \hat{\psi} + \dot{\hat{i}}_d^* - k_{id} \tilde{\hat{i}}_d + x_d \right), \\ \dot{x}_d &= -k_{ii} \tilde{\hat{i}}_d, \end{aligned} \quad (3.105)$$

$$\begin{aligned} u_{1q} &= \sigma \left( \gamma \hat{i}_q^* + \omega_0 \hat{i}_q^* + \beta \hat{\omega} \hat{\psi} + \dot{\hat{i}}_q^* - k_{iq} \tilde{\hat{i}}_q + x_q \right), \\ \dot{x}_q &= -k_{ii} \tilde{\hat{i}}_q; \end{aligned} \quad (3.106)$$

- спостерігач кутової швидкості ротора

$$\dot{\hat{i}}_q = -\gamma \hat{i}_q - \omega_0 i_{1d} - \beta \hat{\psi} \hat{\omega} + \frac{1}{\sigma} u_{1q} + k_{oq} \tilde{\hat{i}}_q, \quad (3.107)$$

$$\dot{\hat{\omega}} = -\frac{k_{oi}}{\beta \hat{\psi}} \tilde{\hat{i}}_q. \quad (3.108)$$

У випадку задачі відпрацювання моменту, рівняння алгоритму керування (3.102) – (3.108) необхідно доповнити регулятором моменту, синтез якого виконаємо в наступному підрозділі.

### 3.5.3 Синтез підсистеми керування моментом

На основі визначення (3.98) і виразу для моменту в (3.1), похибка відпрацювання моменту має вигляд

$$\tilde{M} = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} \left( \hat{\psi} \hat{i}_{1q}^* + \hat{\psi} \tilde{\hat{i}}_{1q} + \tilde{\psi}_d i_{1q} - \tilde{\psi}_q i_{1d} \right) - M^*. \quad (3.109)$$

З рівняння (3.109) сформуємо алгоритм керування моментом

$$\dot{i}_q^* = \frac{1}{\mu_1} \frac{M^*}{\hat{\psi}}, \quad \hat{\psi} > 0, \quad (3.110)$$

$$\text{де } \mu_1 = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2}.$$

Підставивши (3.110) в (3.109), отримаємо результуюче рівняння динаміки похибки відпрацювання моменту

$$\tilde{M} = \mu_1 (\hat{\psi} \tilde{i}_{lq} + \tilde{\psi} i_{lq} - \tilde{\psi}_q i_{ld}). \quad (3.111)$$

З виразу (3.111) слідує, що при обмеженому  $\hat{\psi}$ , сходження в нуль похибок відпрацювання  $(\tilde{i}_q, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0$ , гарантує сходження в нуль похибки відпрацювання моменту  $\tilde{M} = 0$ .

#### 3.5.4 Аналіз стійкості алгоритму векторного керування моментом

Результуюча динаміка похибок регулювання і оцінювання при дії алгоритму керування заданого рівняннями (3.102) – (3.106), (3.110) складається з динаміки регулювання оціненого потокозчеплення, динаміки похибок регулювання струмів статора, оцінювання компонент вектора потокозчеплення і польової компоненти струму статора, оцінювання кутової швидкості і моментоутворюючої компоненти струму статора, а також відпрацювання моменту АД.

$$\dot{e}_\psi = -(\alpha + k_\psi) e_\psi + \alpha L_m (\tilde{i}_d - \tilde{i}_d^*) - x_\psi, \quad (3.112)$$

$$\dot{x}_\psi = k_{\psi i} e_\psi$$

$$\dot{\tilde{i}}_d = -k_{idl} \tilde{i}_d + \omega_0 \tilde{i}_q + \alpha \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q + x_d,$$

$$\dot{x}_d = -k_{id} \tilde{i}_d,$$

$$\dot{\tilde{i}}_q = -k_{iq1} \tilde{i}_q - \omega_0 \tilde{i}_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d + x_q - \beta \hat{\psi} (\omega - \hat{\omega}),$$

$$\dot{x}_q = -k_{iq} \tilde{i}_q, \quad (3.113)$$

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha\tilde{\psi}_d + \omega_2\tilde{\psi}_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha\tilde{\psi}_q - \omega_2\tilde{\psi}_d + \alpha L_m \tilde{i}_q + \hat{\psi}(\omega - \hat{\omega}) - \frac{1}{\beta} \left[ \hat{\omega}(1 + \gamma_1) + \alpha L_m \frac{i_q}{\hat{\psi}} \right] \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (3.114)$$

$$\begin{aligned}\ddot{\tilde{i}}_d &= -k_{odl} \tilde{i}_d + \alpha\beta\tilde{\psi}_d + \beta\omega\tilde{\psi}_q, \\ \dot{\hat{\omega}} &= -\frac{k_{oi}}{\beta\hat{\psi}} \tilde{i}_q, \end{aligned} \quad (3.115)$$

$$\begin{aligned}\ddot{\tilde{i}}_q &= -k_{oql} \tilde{i}_q - \beta\hat{\psi}(\omega - \hat{\omega}) + \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d \\ \tilde{M} &= \mu_1 \left( \psi^* \tilde{i}_q + \tilde{\psi} i_{1q} - \tilde{\psi}_q i_{1d} \right). \end{aligned} \quad (3.116)$$

Структура системи (3.112) – (3.115) є ідентичною до структури (3.28) – (3.32) за виключенням рівнянь динаміки регулювання кутової швидкості (3.30). Розповсюджуючи результати аналізу стійкості для системи (3.28) – (3.32), представленого в підрозділі 3.1, встановлюємо, що, завдяки властивостям локальної експоненційної стійкості підсистеми потокозчеплення (3.114), номінальна динаміка (при  $\tilde{\psi}_d = \tilde{\psi}_q = \tilde{i}_d = 0$ ,  $\hat{\psi} = \psi^* = \text{const}$ ) підсистеми оцінювання кутової швидкості (3.115) є лінійною та стійкою, тобто цілі керування О.2, О.3, а відповідно і О.1 досягаються.

Структурну схему алгоритму бездавачевого керування моментом, заданого рівняннями (3.102) – (3.106), (3.110), показано на Рис. 3.22.

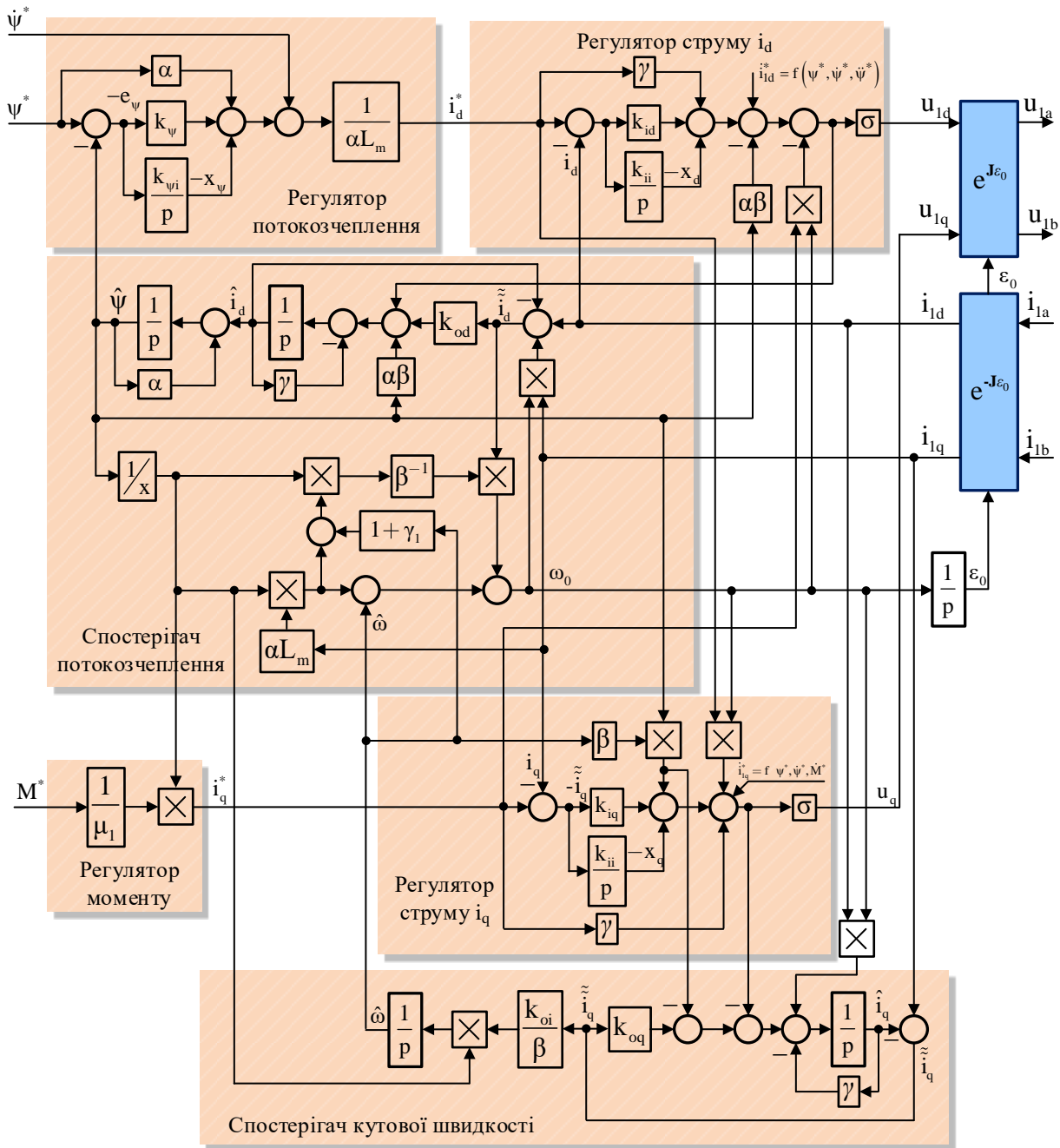


Рис. 3.22. Структурна схема алгоритму бездавачевого керування моментом АД з прямою орієнтацією за вектором потокозчеплення ротора

### 3.5.5 Дослідження системи бездавачевого керування моментом асинхронного двигуна методом математичного моделювання та на експериментальній установці

Дослідження методом математичного моделювання та на експериментальній установці виконані при однакових налаштуваннях регуляторів та з використанням однакової послідовності операцій керування, яка включає в себе наступні етапи: на початковому інтервалі часу  $0 \dots 0.25$  с АД збуджується з використанням заданої траєкторії потокозчеплення, яка починається з  $\psi^*(0) = 0.02$  Вб і досягає значення  $0.92$  Вб; починаючи з  $t = 0.5$  с від двигуна вимагається відпрацювати траєкторію заданого моменту, яка починається з нуля і досягає значення  $15$  Нм (номінальний момент) з першою похідною рівною  $75$  Нм/с; при  $t = 1$  с заданий момент зменшується до нуля; на інтервалі часу  $3 \dots 5$  с від двигуна вимагається відпрацювати аналогічну трапецевидну траєкторію від'ємного моменту, див. рис. 3.23.

При дослідженні використовувалися наступні налаштування алгоритму бездавачевого керування: коефіцієнти ПІ регуляторів струму  $k_i = 700$ ,  $k_{ii} = 122.5 \cdot 10^3$ ; коефіцієнти ПІ регулятора потокозчеплення  $k_\psi = 100$ ,  $k_{\psi i} = 5000$ ; коефіцієнти спостерігачів струмів статора  $k_{od} = 300$ ,  $k_{oq} = 300$ ; коефіцієнт спостерігача кутової швидкості ротора  $k_{oi} = 245000$ ; корегуючий коефіцієнт підсистеми потокозчеплення  $\gamma_1 = 70$ .

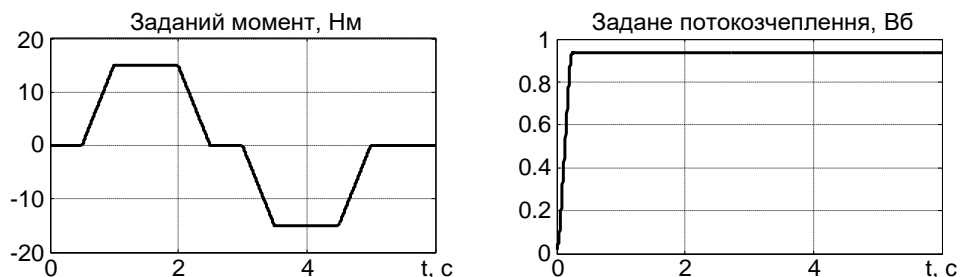


Рис. 3.23. Послідовність операцій керування при відпрацюванні моменту

З метою непрямої оцінки показників якості відпрацювання моменту, швидкість валу двигуна під час моделювання та експерименту стабілізувалася

зовнішньою системою векторного керування з пропорційним регулятором кутової швидкості. В цьому випадку стабілізація кутової швидкості відбувається зі статичною похибкою, яка є прямопропорційною до величини прикладеного моменту. Таким чином в умовах реального експерименту зовнішня система стабілізації швидкості є сенсорною підсистемою, в якій величина відхилення кутової швидкості від заданого значення буде вказувати на величину прикладеного моменту, який створюється двигуном в досліджуваній системі бездавачевого керування. Для наочності та зручності аналізу графіків перехідних процесів, задана швидкість встановлена рівною нулю, а коефіцієнт пропорційного регулятора кутової швидкості налаштовано таким чином, щоб при дії моменту на валу двигуна рівного 15 Нм, відхилення кутової швидкості становило 15 рад/с.

Графіки перехідних процесів при відпрацюванні описаного тесту, які отримані методом математичного моделювання показані на рис. 3.24. З перехідних процесів на рис. 3.24 встановлюємо, що в режимах, коли забезпечується виконання умов персистентності збудження, система бездавачевого векторного керування забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту двигуна, асимптотичне відпрацювання модуля вектора потокозчеплення та асимптотичну орієнтацію керування за вектором потокозчеплення ротора. На інтервалах часу, коли двигун живиться постійним струмом, умови персистентності збудження не виконуються, внаслідок чого виникають незначні похибки оцінювання та відпрацювання, які не призводять до втрати стійкості. Відпрацювання заданої траєкторії моменту робить вихідну частоту напруги ненульовою, забезпечуючи виконання умов персистентності збудження.

Виключенням може бути режим тривалого гальмування на малій швидкості, коли невиконання умов персистентності збудження може призвести до втрати стійкості системи. Для уникнення такої ситуації, можливо застосовувати методику збереження умов персистентності збудження за рахунок зміни потокозчеплення, як це показано в роботах [100], [190] для випадку керування кутовою швидкістю.



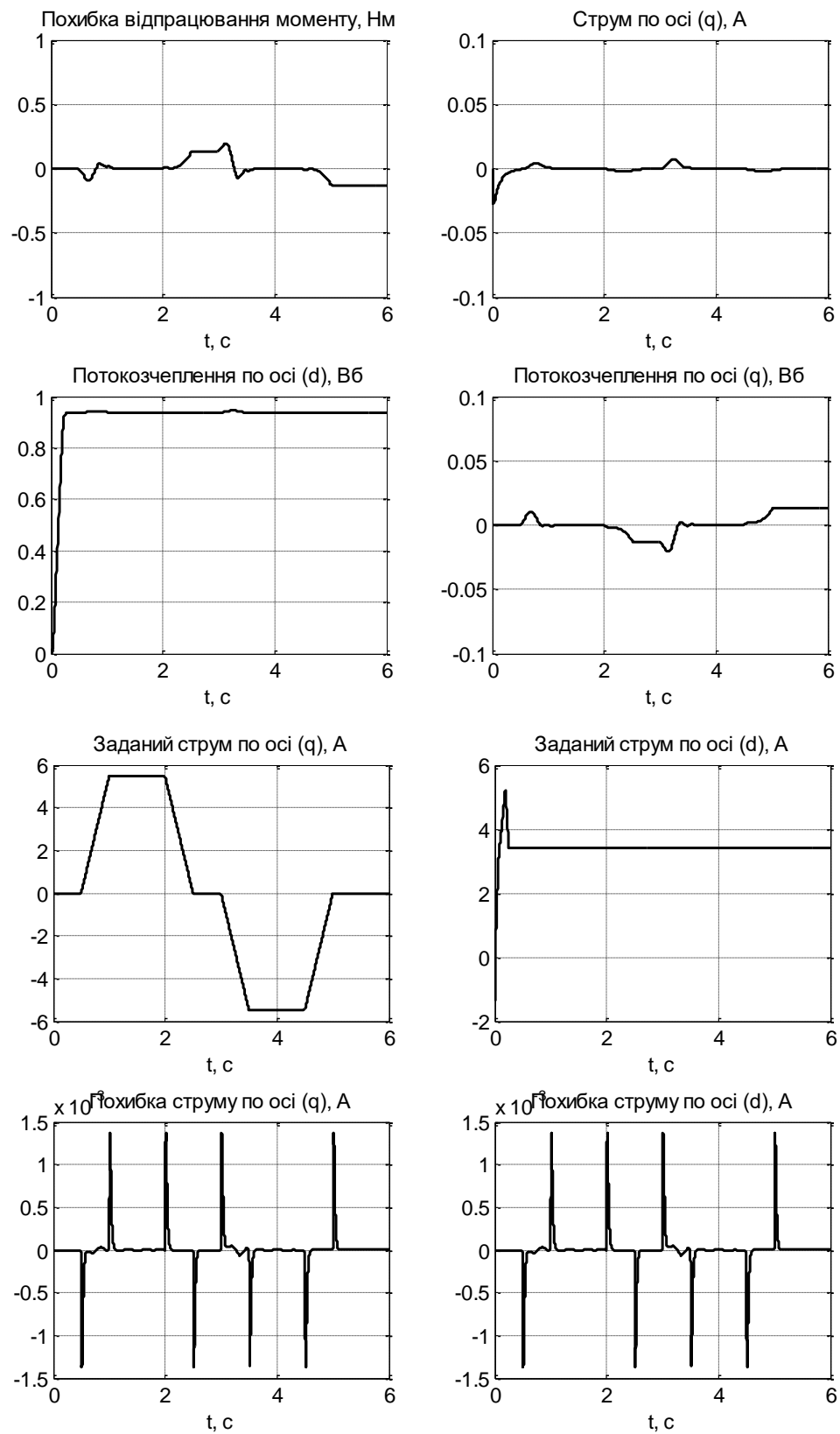


Рис. 3.24.а

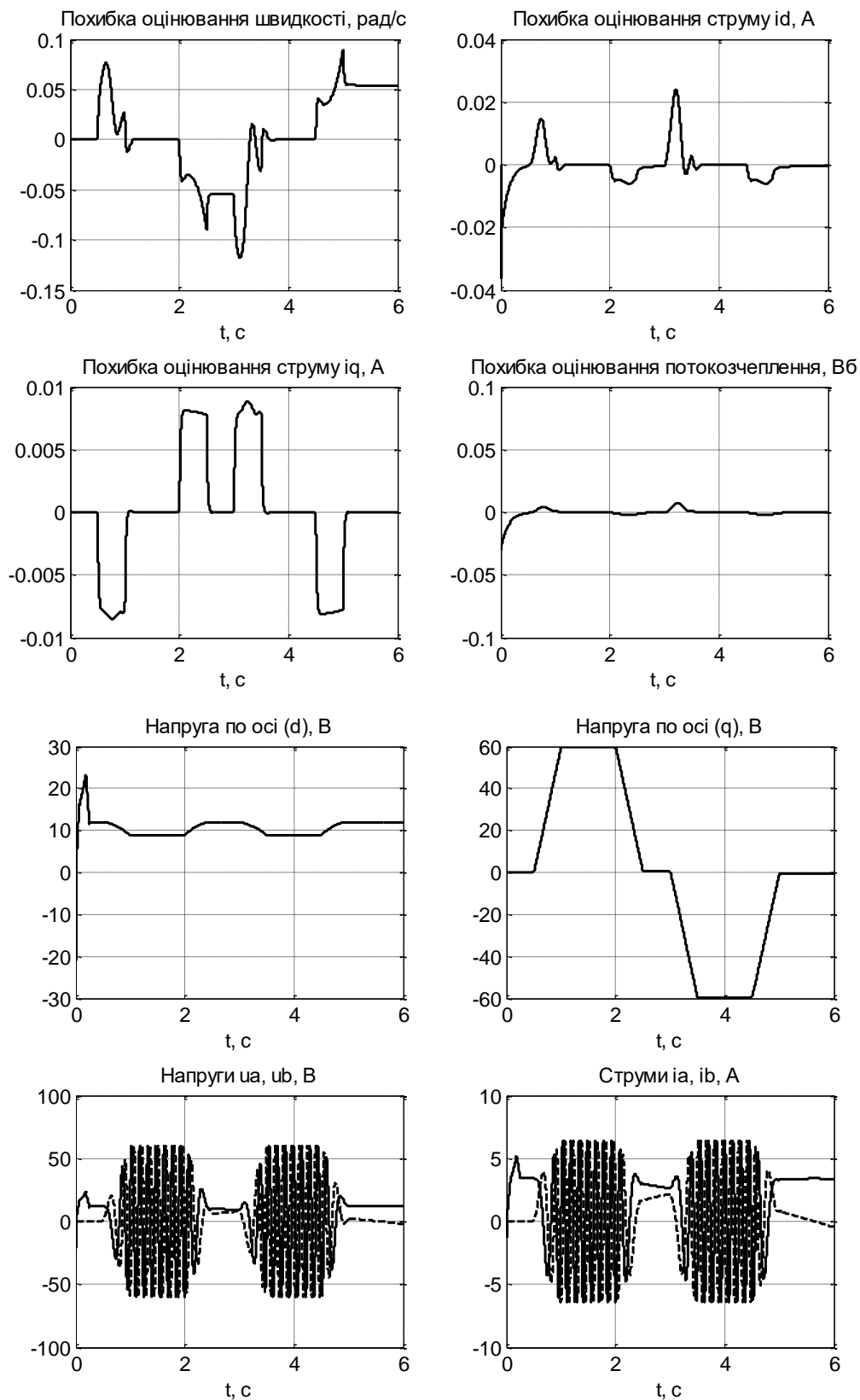


Рис. 3.24.б

Рис. 3.24. Перехідні процеси при відпрацюванні моменту. Результати математичного моделювання

Результати експериментального тесту системи бездавачевого векторного керування показано на рис. 3.25, а системи векторного керування з датчиком кутової швидкості на рис. 3.26. Оцінка моменту двигуна на рис. 3.25 та рис. 3.26 розрахована в припущенні про ідеальну полеорієнтацію та асимптотичне відпрацювання модуля вектора потокозчеплення, за формулою

$$\hat{M} = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n \psi^* i_{lq} . \quad (3.117)$$

Системи векторного керування моментом та модулем вектора потокозчеплення з вимірюванням кутової швидкості в умовах відомих параметрів забезпечують асимптотичне відпрацювання координат АД і володіють властивостями глобальної експоненційної стійкості. Тому, динамічну поведінку кутової швидкості (індикаторної змінної) на рис. 3.26 будемо вважати за еталонну, тобто таку, що відповідає асимптотичному відпрацюванню траєкторії заданого моменту, показаній на рис. 3.23.

З порівняння графіків рис. 3.25 та рис. 3.26 видно, що динамічна поведінка індикаторної змінної є практично ідентичною в обох випадках. Це означає, що розроблена система бездавачевого керування забезпечує відпрацювання заданої траєкторії моменту з показниками якості, які наближаються до існуючих в системах з вимірюванням кутової швидкості. При цьому необхідно відмітити, що генерування нульового моменту на нульовій швидкості, яке потребує нульової частоти струмів статора, як і у випадку математичного моделювання не призводить до втрати стійкості системи.

З порівняння рис. 3.25 та рис. 3.24 встановлюємо, що результати експериментального тесту в значній мірі повторюють результати математичного моделювання.

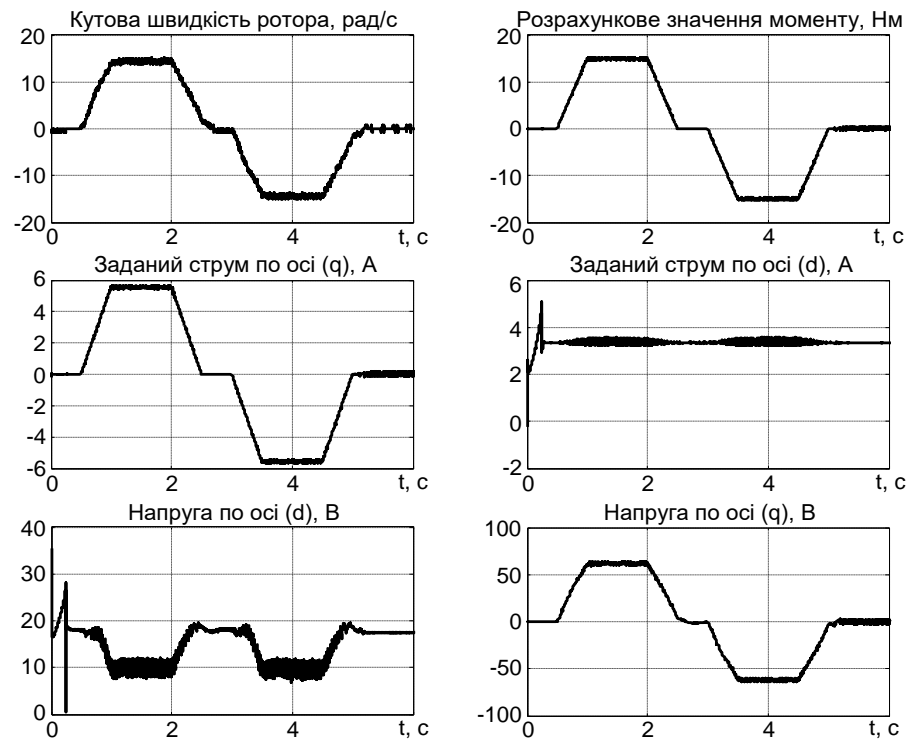


Рис. 3.25. Перехідні процеси при відпрацюванні моменту алгоритмом бездавачевого керування (експеримент)

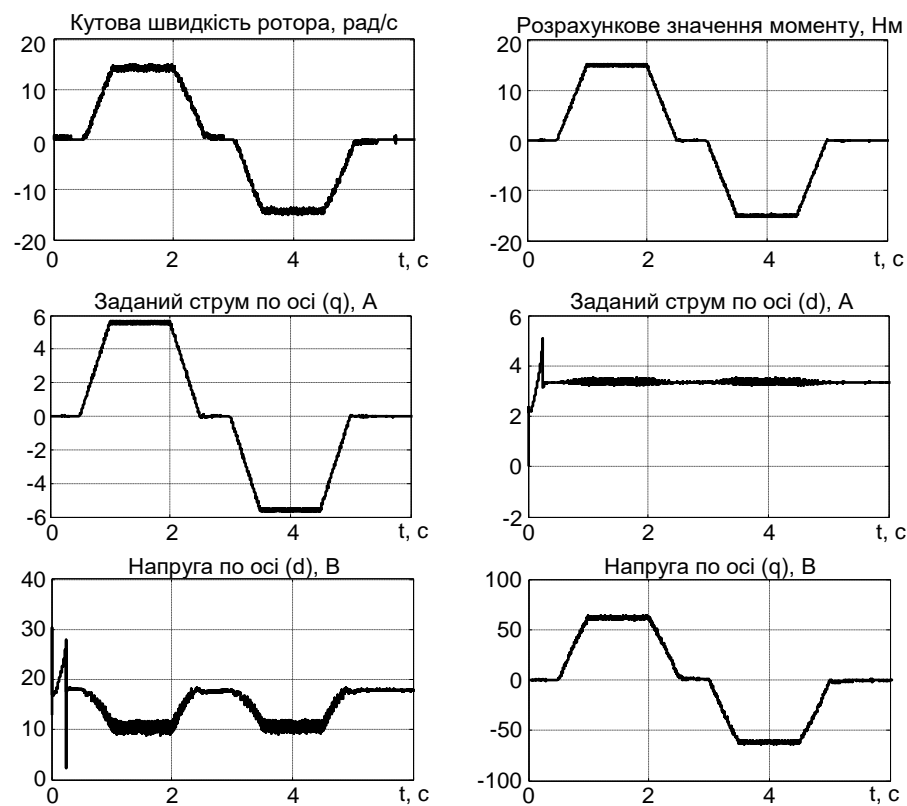


Рис. 3.26. Перехідні процеси при відпрацюванні моменту в системі з датчиком швидкості (експеримент)

### 3.6 Алгоритм бездавачевого векторного керування моментом та потокозчепленням асинхронного двигуна при прямій орієнтації за вектором потокозчеплення статора

Алгоритми векторного керування асинхронними двигунами, як правило, базуються на концепції орієнтації керування за вектором потокозчеплення ротора, статора або за вектором основного магнітного потоку. Полеорієнтування за вектором потокозчеплення ротора є найбільш розповсюдженим, оскільки приводить до простих структур алгоритмів керування. Орієнтація за вектором основного магнітного потоку приводить до складних структур алгоритмів керування за відсутності явних переваг. Орієнтація за вектором потокозчеплення статора є раціональним рішенням при обмеженнях первинної напруги живлення, оскільки дозволяє більш ефективно виконувати ослаблення поля електричної машини. Додатково алгоритми векторного керування при статорному полеорієнтуванні володіють підвищеними властивостями робастності по відношенню до варіацій активного опору роторного кола, що показано в [191].

#### 3.6.1 Постановка задачі керування

Для моделі АД (3.1), записаної в синхронній системі координат (d-q), виконаємо наступне лінійне перетворення координат, [192] – [197]:

$$z_d = i_{1d} + \beta \psi_{2d}, \quad z_q = i_{1q} + \beta \psi_{2q}. \quad (3.118)$$

В нових змінних модель (3.1) набуває вигляду

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J} (M - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \sigma (z_d i_{1q} - z_q i_{1d}), \quad (3.119)$$

$$\begin{aligned}
\dot{z}_d &= \omega_0 z_q - \frac{R_1}{\sigma} i_{1d} + \frac{1}{\sigma} u_{1d}, \\
\dot{z}_q &= -\omega_0 z_d - \frac{R_1}{\sigma} i_{1q} + \frac{1}{\sigma} u_{1q}, \\
\dot{i}_{1d} &= -(\gamma + \alpha) i_{1d} + \omega_2 i_{1q} + \alpha z_d + \omega z_q + \frac{1}{\sigma} u_{1d}, \\
\dot{i}_{1q} &= -(\gamma + \alpha) i_{1q} + \omega_2 i_{1d} + \alpha z_q - \omega z_d + \frac{1}{\sigma} u_{1q}.
\end{aligned} \tag{3.120}$$

В моделі (3.119), (3.120) змінні  $z_d$  і  $z_q$  представляють собою промасштабовані компоненти вектора потокозчеплення статора  $\psi_{1d} = \sigma z_d$ ,  $\psi_{1q} = \sigma z_q$ .

Розглянемо узагальнену задачу керування моментом та потокозчепленням АД. Нехай вектор заданих регульованих змінних визначено у вигляді

$$\mathbf{y}_1 = (|z|, \mathbf{M})^T \triangleq \begin{bmatrix} (z_d^2 + z_q^2)^{1/2} \\ \frac{3}{2} \sigma (z_d i_{1q} - z_q i_{1d}) \end{bmatrix}. \tag{3.121}$$

Визначимо вектор заданих траєкторій зміни модуля вектора потокозчеплення і моменту

$$\mathbf{y}_1^* = (z^*, \mathbf{M}^*)^T, \tag{3.122}$$

тоді вектор похибок відпрацювання буде

$$\tilde{\mathbf{y}}_1 = \mathbf{y}_1 - \mathbf{y}_1^* \triangleq (\tilde{z}, \tilde{\mathbf{M}})^T. \tag{3.123}$$

Припустимо, що:

А.1. В моделі АД (3.1) вимірюється вектор змінних  $\mathbf{y} = (i_{1d}, i_{1q})^T$ .

А.2. Параметри АД відомі та постійні.

А.3. Кутова швидкість АД обмежена та змінюється повільно, так, що  $\dot{\omega} \approx 0$ .

А.4. Задані траєкторії  $z^* > 0$ ,  $M^*$  – обмежені і мають обмежені перші похідні  $\dot{z}^*$ ,  $\dot{M}^*$ .

В умовах цих припущень необхідно синтезувати нелінійний алгоритм керування по вимірюваному виходу  $\mathbf{u} = (u_{ld}, u_{lq})^T$ , який гарантує досягнення наступних цілей керування:

О.1. Локальне асимптотичне відпрацювання моменту–потокосцеплення, тобто виконання умов

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{z} = 0. \quad (3.124)$$

О.2. Асимптотичну орієнтацію за вектором потокосцеплення статора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} z_q = 0. \quad (3.125)$$

О.3. Асимптотичне оцінювання кутової швидкості ротора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0. \quad (3.126)$$

О.4. Асимптотичне оцінювання модуля вектора потокосцеплення статора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{z}_d = 0, \quad (3.127)$$

де  $\tilde{z}_d = z_d - \hat{z}$ ,  $\hat{z} > 0$  – оцінене значення  $|z|$ .

### 3.6.2 Синтез алгоритму керування електричною підсистемою

Для електричної підсистеми АД (3.120) визначимо вектор похибок відпрацювання  $\mathbf{x}_e = (\tilde{z}_d, \tilde{z}_q, \tilde{i}_d, \tilde{i}_q)^T$ . В формі похибок відпрацювання рівняння струмів (3.120) запишуться наступним чином:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_d &= -(\gamma + \alpha)\tilde{i}_d + \omega_2\tilde{i}_q + \alpha\tilde{z}_d + \omega\tilde{z}_q + u_{1d}/\sigma - (\gamma + \alpha)i_d^* + \omega_2i_q^* + \alpha\hat{z} - \dot{i}_d^* \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -(\gamma + \alpha)\tilde{i}_q - \omega_2\tilde{i}_d + \alpha\tilde{z}_q - \omega\tilde{z}_d + u_{1q}/\sigma - (\gamma + \alpha)i_q^* - \omega_2i_d^* - \omega\hat{z} - \dot{i}_q^*.\end{aligned}\quad (3.128)$$

З рівнянь (3.128) алгоритм регулювання струмів знаходиться у вигляді:

$$u_{1d} = \sigma \left( \gamma_1 i_d^* - (\omega_0 - \hat{\omega}) i_q^* - \alpha \hat{z} + \dot{i}_d^* - k_i \tilde{i}_d \right), \quad (3.129)$$

$$u_{1q} = \sigma \left( \gamma_1 i_q^* + (\omega_0 - \hat{\omega}) i_d^* + \hat{\omega} \hat{z} + \dot{i}_q^* - k_i \tilde{i}_q \right), \quad (3.130)$$

де  $k_i > 0$  – коефіцієнт пропорційної складової регуляторів струмів;  $\gamma_1 = \gamma + \alpha$ ;  $v_d$  і  $v_q$  – додаткові коригуючі сигнали, які будуть визначені далі.

Після підстановки (3.129), (3.130) в (3.128), рівняння динаміки похибок відпрацювання струмів набудуть вигляду

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_d &= -(\gamma_1 + k_i)\tilde{i}_d + (\omega_0 - \omega)\tilde{i}_q - \tilde{\omega}i_q^* + \alpha\tilde{z}_d + \omega\tilde{z}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -(\gamma_1 + k_i)\tilde{i}_q - (\omega_0 - \omega)\tilde{i}_d + \tilde{\omega}i_d^* + \alpha\tilde{z}_q - \omega\tilde{z}_d - \tilde{\omega}\hat{z}.\end{aligned}\quad (3.131)$$

Підставивши напруги  $u_{1d}$ ,  $u_{1q}$  в два перших рівняння (3.120), а також сформувавши спостерігач вектора потокозчеплення статора у вигляді

$$\dot{\hat{z}} = -\frac{R_1}{\sigma}\hat{i}_{1d} + \frac{1}{\sigma}u_{1d} - v_d, \quad (3.132)$$

$$\dot{\hat{\epsilon}}_0 = \omega_0 = \hat{\omega} + \frac{1}{(\hat{z} - i_d^*)} \left[ \alpha(L_m\beta + 1)i_q^* + \dot{i}_q^* + \left( \frac{R_1}{\sigma} + k_i \right) \tilde{i}_q - v_q \right], \quad (3.133)$$

отримаємо наступні рівняння динаміки похибок оцінювання компонент вектора потокозчеплення:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{z}}_d &= \omega_0\tilde{z}_q + v_d, \\ \dot{\tilde{z}}_q &= -\omega_0\tilde{z}_d + v_q.\end{aligned}\quad (3.134)$$



Визначимо похибку відпрацювання оціненого значення модуля вектора потокозчеплення статора  $\tilde{z} = \hat{z} - z^*$ , тоді з (3.132) і (3.129) отримаємо

$$\begin{aligned} \dot{i}_d^* = & -\alpha(L_m\beta + 1)i_d^* + \frac{i_q^*}{(\hat{z} - i_d^*)} \left[ \alpha(L_m\beta + 1)i_q^* + \dot{i}_q^* + \left( \frac{R_1}{\sigma} + k_i \right) \tilde{i}_q - v_q \right] + \\ & + \alpha\hat{z} + \dot{z}^* + \left( \frac{R_1}{\sigma} + k_i \right) \tilde{i}_d + v_d - k_z\tilde{z} - x_z, \end{aligned} \quad (3.135)$$

$$\dot{x}_z = k_{zi}\tilde{z},$$

де  $(k_z, k_{zi}) > 0$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора потокозчеплення.

Рівняння динаміки похибок оцінювання і регулювання після перетворення з використанням виразу для  $u_{ld}$  (3.129), а також виразів (3.132), (3.135), набувають вигляду

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d = & -(\gamma_1 + k_i)\tilde{i}_d + (\omega_0 - \omega)\tilde{i}_q - \tilde{\omega}i_q^* + \alpha\tilde{z}_d + \omega\tilde{z}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q = & -(\gamma_1 + k_i)\tilde{i}_q - (\omega_0 - \omega)\tilde{i}_d + \tilde{\omega}i_d^* + \alpha\tilde{z}_q - \omega\tilde{z}_d - \tilde{\omega}\hat{z}, \end{aligned} \quad (3.136)$$

$$\dot{\tilde{z}}_d = \omega_0\tilde{z}_q + v_d,$$

$$\dot{\tilde{z}}_q = -\omega_0\tilde{z}_d + v_q,$$

$$\dot{x}_z = k_{zi}\tilde{z},$$

$$\dot{\tilde{z}} = -k_z\tilde{z} - x_z. \quad (3.137)$$

Підсистема (3.137) є ізольованою лінійною та стійкою, яка не впливає на підсистему (3.136).

Для синтезу коригуючих зворотних зв'язків  $v_d$  і  $v_q$ , а також алгоритму оцінювання кутової швидкості, розглянемо наступну функцію Ляпунова

$$V = \frac{1}{2}(\tilde{z}_d^2 + \tilde{z}_q^2 + \tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2 + \gamma_2\tilde{\omega}^2), \quad \gamma_2 > 0. \quad (3.138)$$

Похідна від (3.138) в силу траєкторій (3.136) дорівнює

$$\begin{aligned}\dot{V} = & \tilde{z}_d v_d + \tilde{z}_q v_q - \\ & -(\gamma_1 + k_i) \tilde{i}_d^2 - \tilde{\omega} i_q^* \tilde{i}_d + \alpha \tilde{z}_d \tilde{i}_d + \hat{\omega} \tilde{z}_q \tilde{i}_d + \tilde{\omega} \tilde{z}_q \tilde{i}_d - \\ & -(\gamma_1 + k_i) \tilde{i}_q^2 + \tilde{\omega} i_d^* \tilde{i}_q + \alpha \tilde{z}_q \tilde{i}_q - \hat{\omega} \tilde{z}_d \tilde{i}_q - \tilde{\omega} \tilde{z}_d \tilde{i}_q - \tilde{\omega} \hat{z} \tilde{i}_q + \\ & + \gamma_2 \dot{\tilde{\omega}} \tilde{\omega}.\end{aligned}\quad (3.139)$$

Нехтуючи компонентами високого ступеня малості  $\tilde{\omega} \tilde{z}_q \tilde{i}_d$  і  $\tilde{\omega} \tilde{z}_d \tilde{i}_q$ , а також сформувавши коригуючі зв'язки

$$\begin{aligned}v_d &= -\alpha \tilde{i}_d + \hat{\omega} \tilde{i}_q, \\ v_q &= -\alpha \tilde{i}_q - \hat{\omega} \tilde{i}_d,\end{aligned}\quad (3.140)$$

з алгоритмом оцінювання кутової швидкості

$$\dot{\tilde{\omega}} = -\dot{\hat{\omega}} = \frac{1}{\gamma_2} \left[ (\hat{z} - i_d^*) \tilde{i}_q + i_q^* \tilde{i}_d \right], \quad (3.141)$$

похідна від  $V$  в силу траєкторій (3.141) і лінеаризованої системи (3.136) буде дорівнювати

$$\dot{V} = -(\gamma + k_i) (\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2). \quad (3.142)$$

З (3.138) і (3.142) слідує, що сигнали  $(\tilde{z}_d, \tilde{z}_q, \tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{\omega})$  є обмеженими, тому при обмеженості  $i_q^*$ ,  $i_d^*$ ,  $z^*$ ,  $\dot{z}^*$ ,  $\hat{z}(0) = z^*(0) > 0$  сигнал  $i_d^*$  також є обмеженим, при  $(\hat{z} - i_d^*) > 0$  синхронна швидкість  $\omega_0$  (3.133) також обмежена.

Повні рівняння динаміки похибок відпрацювання і оцінювання записуються у вигляді

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_d \\ \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_q \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} -(\gamma_1 + k_i) & \omega_2 \\ -\omega_2 & -(\gamma_1 + k_i) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_d \\ \tilde{\mathbf{i}}_q \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha & \omega & \mathbf{i}_q^* \\ -\omega & \alpha & (\hat{\mathbf{z}} - \mathbf{i}_d^*) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{z}}_d \\ \tilde{\mathbf{z}}_q \\ \tilde{\omega} \end{pmatrix}, \\
\begin{pmatrix} \dot{\tilde{\mathbf{z}}}_d \\ \dot{\tilde{\mathbf{z}}}_q \\ \dot{\tilde{\omega}} \end{pmatrix} &= -\text{diag}(1, 1, \gamma_2^{-1}) \begin{bmatrix} \alpha & -\omega \\ \omega & \alpha \\ \mathbf{i}_q^* & (\hat{\mathbf{z}} - \mathbf{i}_d^*) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_d \\ \tilde{\mathbf{i}}_q \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{z}}_d \\ \tilde{\mathbf{z}}_q \\ \tilde{\omega} \end{pmatrix}.
\end{aligned} \tag{3.143}$$

Визначивши вектори  $\mathbf{x} = (\tilde{\mathbf{i}}_d, \tilde{\mathbf{i}}_q)^T$ ,  $\mathbf{y} = (\tilde{\mathbf{z}}_d, \tilde{\mathbf{z}}_q, \tilde{\omega})^T$ , система (3.143) може бути записана в загальній формі

$$\begin{aligned}
\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}(t)\mathbf{x} + \mathbf{W}^T(t)\mathbf{y}, \\
\dot{\mathbf{y}} &= -\lambda\mathbf{W}(t)\mathbf{P}\mathbf{x} + \mathbf{S}(t)\mathbf{y},
\end{aligned} \tag{3.144}$$

$$\text{де } \mathbf{A}(t) = \begin{bmatrix} -(\gamma_1 + k_i) & \omega_2 \\ -\omega_2 & -(\gamma_1 + k_i) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{W}(t) = \begin{bmatrix} \alpha & -\omega \\ \omega & \alpha \\ \mathbf{i}_q^* & (\hat{\mathbf{z}} - \mathbf{i}_d^*) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S}(t) = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{P} = \mathbf{I} \in \mathbb{R}^{2 \times 2}, \quad \lambda = \text{diag}(1, 1, \gamma_2^{-1}).$$

Якщо для системи (3.144) виконуються умови персистентності збудження

$$\int_0^{t+T} \mathbf{W}(\tau) \mathbf{W}^T(\tau) d\tau > 0, \tag{3.145}$$

то, положення рівноваги

$$(\tilde{\mathbf{i}}_d, \tilde{\mathbf{i}}_q, \tilde{\mathbf{z}}_d, \tilde{\mathbf{z}}_q, \tilde{\omega})^T = 0 \tag{3.146}$$

є локально експоненційно стійким [184].

Для визначення закону зміни моментоутворюючої компоненти струму статора запишемо рівняння похибки відпрацювання моменту:

$$\tilde{M} = \frac{3}{2} \sigma \left[ z^* i_q^* + (z^* + \tilde{z}_d + \tilde{z}) \tilde{i}_q + \tilde{z}_d i_q^* - \tilde{z}_q (i_d^* + \tilde{i}_d) \right] - M^*. \quad (3.147)$$

Визначивши з (3.147) регулятор моменту у вигляді

$$i_q^* = \frac{1}{\mu_2} \frac{M^*}{z^*}, \quad \mu_2 = \frac{3}{2} \sigma, \quad (3.148)$$

отримаємо

$$\tilde{M} = \frac{3}{2} \sigma \left[ (z^* + \tilde{z}_d + \tilde{\omega}) \tilde{i}_q + \tilde{z}_d i_q^* - \tilde{z}_q (i_d^* + \tilde{i}_d) \right]. \quad (3.149)$$

З (3.149) слідує, що при обмежених  $z^*, i_q^*, i_d^*$  в силу експоненційної стійкості положення рівноваги  $(\tilde{z}_d, \tilde{z}_q, \tilde{i}_d, \tilde{i}_q)^T = 0$  похибка відпрацювання моменту  $\tilde{M}$  також експоненційно сходиться в нуль. Оскільки  $z^* > 0$  обмежена за визначенням, а підсистема (3.137) стійка, то оцінка  $\hat{z}$  є обмеженою,  $i_q^*, i_d^*$  є обмеженими при обмежених за визначенням  $M^*, \dot{M}^*$ .

Повні рівняння алгоритму відпрацювання моменту – потокозчеплення з прямою орієнтацією за вектором потокозчеплення статора задаються, [192]:

- спостерігачем кутової швидкості ротора

$$\dot{\hat{\omega}} = -\frac{1}{\gamma_2} \left[ (\hat{z} - i_d^*) \tilde{i}_q + i_q^* \tilde{i}_d \right]; \quad (3.150)$$

- спостерігачем вектора потокозчеплення статора

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}} &= -\frac{R_1}{\sigma} i_{ld} + \frac{1}{\sigma} u_{ld} + \alpha \tilde{i}_d - \hat{\omega} \tilde{i}_q, \\ \dot{\hat{\varepsilon}}_0 = \omega_0 = \hat{\omega} &+ \frac{1}{(\hat{z} - i_d^*)} \left[ \alpha (L_m \beta + 1) i_q^* + i_q^* + k_{lq} \tilde{i}_q + \hat{\omega} \tilde{i}_d \right]; \end{aligned} \quad (3.151)$$

- регулятором потокозчеплення

$$\begin{aligned} \dot{i}_d^* = & -\alpha(L_m\beta + 1)i_d^* + \\ & + \frac{\dot{i}_q^*}{(\hat{z} - i_d^*)} \left[ \alpha(L_m\beta + 1)i_q^* + \dot{i}_q^* + k_{lq}\tilde{i}_q + \hat{\omega}\tilde{i}_d \right] + \\ & + \alpha\hat{z} + \dot{z}^* + k_{ld}\tilde{i}_d + \hat{\omega}\tilde{i}_q - k_z\tilde{z} - x_z, \\ \dot{x}_z = & k_{zi}\tilde{z}; \end{aligned} \quad (3.152)$$

- регулятором моменту

$$\dot{i}_q^* = \frac{1}{\mu_2} \frac{M^*}{z^*}; \quad (3.153)$$

- регуляторами струмів

$$\begin{aligned} u_{ld} = & \sigma \left( \gamma i_d^* - (\omega_0 - \hat{\omega})i_q^* - \alpha\hat{z} + \dot{i}_d^* - k_i\tilde{i}_d \right), \\ u_{lq} = & \sigma \left( \gamma i_q^* + (\omega_0 - \hat{\omega})i_d^* + \hat{\omega}\hat{z} + \dot{i}_q^* - k_i\tilde{i}_q \right), \end{aligned} \quad (3.154)$$

$$\text{де } k_{lq} = \left( \frac{R_1}{\sigma} + k_i + \alpha \right), \quad k_{ld} = \left( \frac{R_1}{\sigma} + k_i - \alpha \right).$$

Структурну схему алгоритму бездавачевого керування моментом задано-го рівняннями (3.150) – (3.154) показано на рис. 3.27.

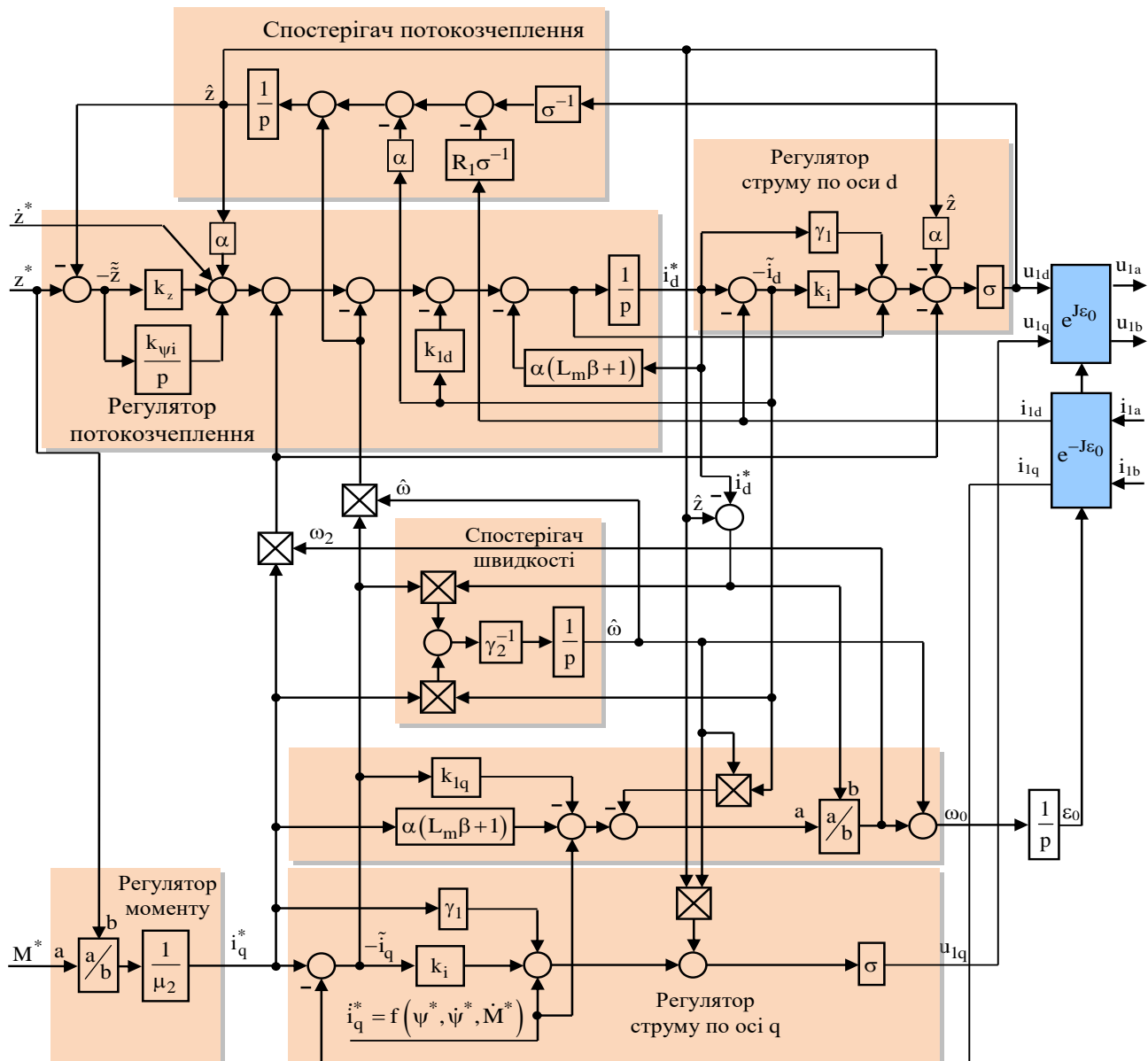


Рис. 3.27. Структурна схема алгоритму бездавачевого керування моментом АД з прямою орієнтацією за вектором потокозчеплення статора

3.6.3 Дослідження алгоритму бездавачевого керування моментом з прямою орієнтацією за вектором потокозчеплення статора на експериментальній установці

Синтезований алгоритм бездавачевого векторного керування реалізовано на станції швидкого прототипного тестування алгоритмів керування електроп-

риводами, опис якої наведено в підрозділі 6.4 та [198]. Тестування виконано з використанням двигуна АД №2, див. Додаток Б.

Досліди виконано при наступних значеннях коефіцієнтів налаштування:  $k_i = 100$ ,  $k_z = 100$ ,  $k_{zi} = 5000$ ,  $\gamma_2 = 0.0005$ . В умовах тесту, послідовність операцій керування, яку представлено на рис. 3.28, включає наступні етапи: під час початкового інтервалу часу  $0 \div 0.25$  с машина збуджується, траєкторія заданого потокозчеплення починається з  $z^*(0) = 0.25$  Вб/Гн і досягає значення 11.5 Вб/Гн з першою похідною, рівною 46 Вб/Гн·с; починаючи з  $t = 0.6$  с двигун відпрацьовує траєкторію моменту, яка має нульове початкове значення і досягає 1.5 Нм, з першою похідною, яка дорівнює 150 Нм/с. Графіки перехідних процесів при виконанні описаного тесту показано на рис. 3.28. Як слідує з Рис. 3.28, при відпрацюванні заданої траєкторії моменту, похибки відпрацювання струмів і середнє значення похибки оцінювання кутової швидкості знаходяться на нульовому рівні. Невелика похибка відпрацювання польової компоненти струму статора на низьких швидкостях пов'язана з неідеальностями інвертора. Максимальна похибка оцінювання кутової швидкості складає близько 12 рад/с і виникає в моменти часу коли  $\dot{\omega} \neq \text{const}$  змінює знак.

Для непрямої оцінки якості відпрацювання моменту синтезованим алгоритмом, на рис. 3.29 показано графік зміни кутової швидкості ротора при виконанні такого ж тесту алгоритмом векторного керування з вимірюванням кутової швидкості, який гарантує асимптотичне відпрацювання моменту АД. З порівняння рис. 3.28 і рис. 3.29 встановлюємо, що динамічна поведінка кутової швидкості при використанні обох алгоритмів є практично однаковою. Це дозволяє зробити висновок про те, що розроблений алгоритм бездавачевого векторного керування моментом забезпечує відпрацювання заданих траєкторій моменту АД з показниками, які наближаються до існуючих в системах векторного керування з вимірюванням кутової швидкості, а динамічна похибка оцінювання ку-

тової швидкості, яку показано на Рис. 3.28, не є суттєвою при розгляді задачі регулювання моменту [192].

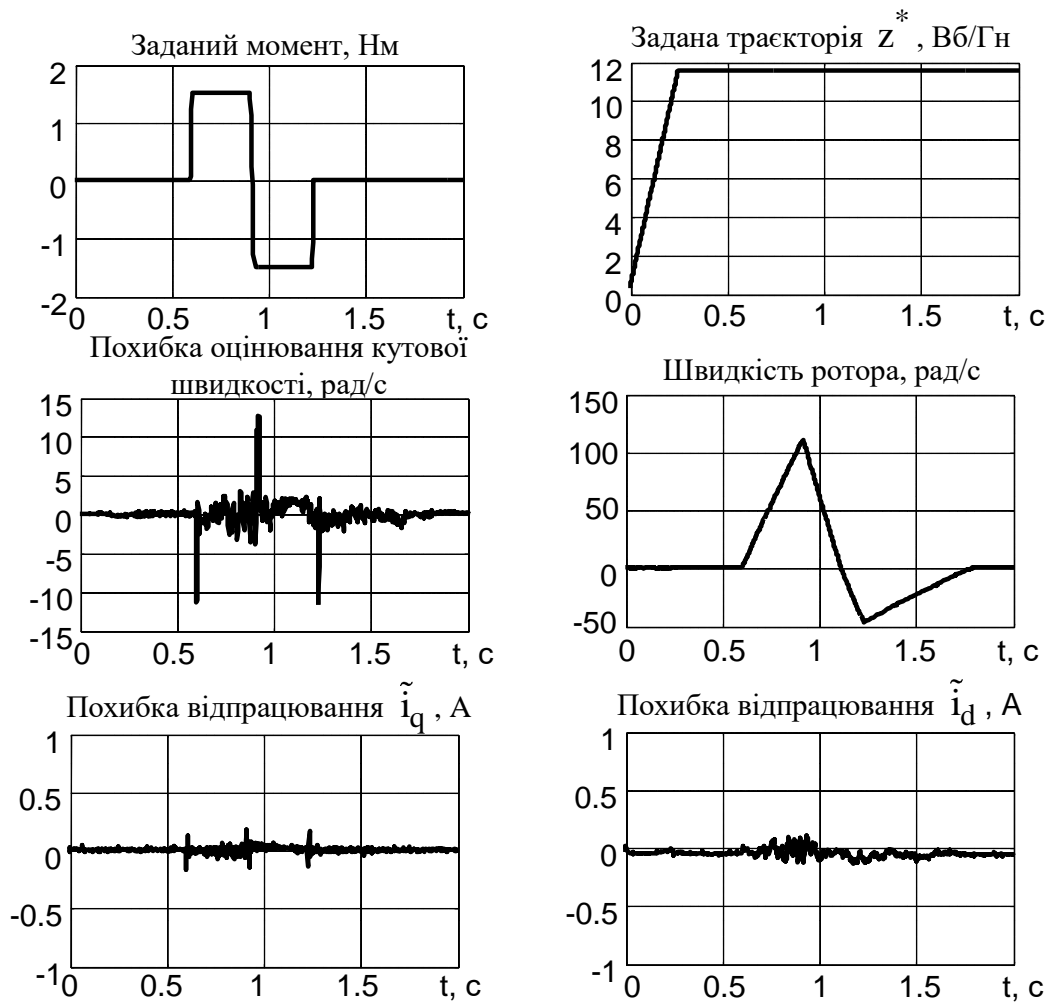


Рис. 3.28. Перехідні процеси при відпрацюванні заданої траєкторії моменту (експеримент)



Рис. 3.29. Динаміка кутової швидкості при використанні алгоритму з вимірюванням кутової швидкості (експерименту)



### Висновки по розділу 3

1. Розроблено нову концепцію векторного керування координатами асинхронних двигунів при неповній інформації про вектор стану та прямому полеорієнтуванні за вектором потокозчеплення ротора, яка полягає в тому, що за рахунок дії нелінійного алгоритму керування результуюча динаміка замкненої системи формується у вигляді трьох зв'язаних підсистем: «електромагнітна, оцінювання кутової швидкості та механічна», і забезпечує теоретичну основу для синтезу нових методів бездавачевого керування.
2. На основі запропонованої концепції розроблено метод синтезу систем векторного керування координатами асинхронних двигунів в умовах неповної інформації про вектор стану. Розроблений метод формує теоретичний підхід до адаптивного оцінювання змінної у часі кутової швидкості з метою досягнення асимптотичного відпрацювання заданих траєкторій зміни кутової швидкості та модуля вектора потокозчеплення ротора при дії невідомого моменту навантаження.
3. З використанням розробленого методу синтезовано алгоритм бездавачевого керування АД який базується на адаптивному оцінюванні кутової швидкості і є теоретично обґрунтованим рішенням задачі асимптотичного відпрацювання кутової швидкості (моменту) та модуля вектора потокозчеплення ротора при одночасному асимптотичному полеорієнтуванні.
4. На відміну від вже існуючих рішень, стабілізація електромагнітної підсистеми та адаптивне оцінювання кутової швидкості здійснюється з використанням похибок оцінювання компонент вектора струму статора замість похибок їх відпрацювання. Такий підхід до синтезу алгоритму керування дозволив доповнити П-регулятори струмів статора компонентами інтегральної дії та підвищити властивості робастності

системи керування до неідеальностей інвертора, зокрема ефектів мертвого часу.

5. Результати повномасштабного порівняльного експериментального тестування розробленої системи бездавачевого керування кутовою швидкістю підтвердили отримані при синтезі теоретичні висновки, а також показали, що запропоноване рішення на практиці забезпечує діапазон регулювання кутової швидкості на рівні 1:100, що відповідає кращим аналогам закордонних виробників. Співпадіння результатів математичного моделювання та експериментів додатково підтверджують достовірність теоретичних висновків.
6. Результати порівняльного експериментального тестування розроблених систем бездавачевого керування моментом при роторному та статормому полеорієнтуванні свідчать про те, що вони забезпечують асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту та модуля вектора потокозчеплення.
7. Методом математичного моделювання та експериментально показано, що в умовах тестів рівень показників якості, досягнутий в системах бездавачевого керування наближається до тих, що існують в системах векторного керування з вимірюванням кутової швидкості. Результати експериментальних досліджень підтверджують результати математичного моделювання та теоретичні висновки, отримані при синтезі алгоритмів бездавачевого керування.

## **РОЗДІЛ 4 БЕЗДАВАЧЕВЕ КЕРУВАННЯ КООРДИНАТАМИ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА З МАКСИМІЗАЦІЄЮ СПІВВІДНОШЕННЯ МОМЕНТ СТРУМ**

Електромеханічні системи на основі векторно-керованих асинхронних двигунів використовуються в широкому спектрі технологічних застосувань з підвищеними вимогами до динамічних і статичних показників якості керування. В таких системах, як правило, застосовуються алгоритми векторного керування, які в першій зоні регулювання працюють з постійним потокозчепленням навіть при низьких навантаженнях двигуна.

Функціонування систем векторного керування в другій зоні регулювання кутової швидкості, або реалізація енергоефективних методів керування асинхронними двигунами вимагають зміни рівня потокозчеплення в процесі роботи системи, що в загальному випадку потребує врахування нелінійності магнітного кола електричної машини.

Метою даного розділу є розробка алгоритмів бездавачевого керування з врахуванням кривої намагнічування магнітної системи асинхронного двигуна, а також алгоритму з максимізацією момент-струм. Основні результати розділу опубліковані в роботах [199 – 208].

### **4.1 Аналіз впливу кривої намагнічування на процеси керування в системі бездавачевого векторного керування**

Більшість алгоритмів векторного керування АД (як з датчиком швидкості так і бездавачевих) використовують значне спрощуюче припущення про лінійність магнітного кола електричної машини, при якому індуктивність намагнічуючого контуру  $L_m$  приймається незмінною.

Такий підхід значно спрощує синтез та практичну реалізацію алгоритмів векторного керування АД. Водночас високі показники якості керування в таких

системах забезпечуються лише при роботі зі сталим значенням потокозчеплення, як правило на рівні номінального значення.

В реальній електричній машині крива намагнічування  $\psi_m(i_m)$  має нелінійний характер, а індуктивність намагнічування змінюється при зміні струму намагнічування  $i_m$ , як показано на рис. 4.1.

При зміні потокозчеплення в процесі керування двигуном, наприклад при ослабленні поля в другій зоні регулювання швидкості або при реалізації оптимальних методів керування, внаслідок нелінійності кривої намагнічування в системах векторного керування виникають похибки регулювання потокозчеплення, а також варіація індуктивності намагнічування, що в сукупності створює суттєві збурення та призводить до деградації показників якості керування та енергетичної ефективності.

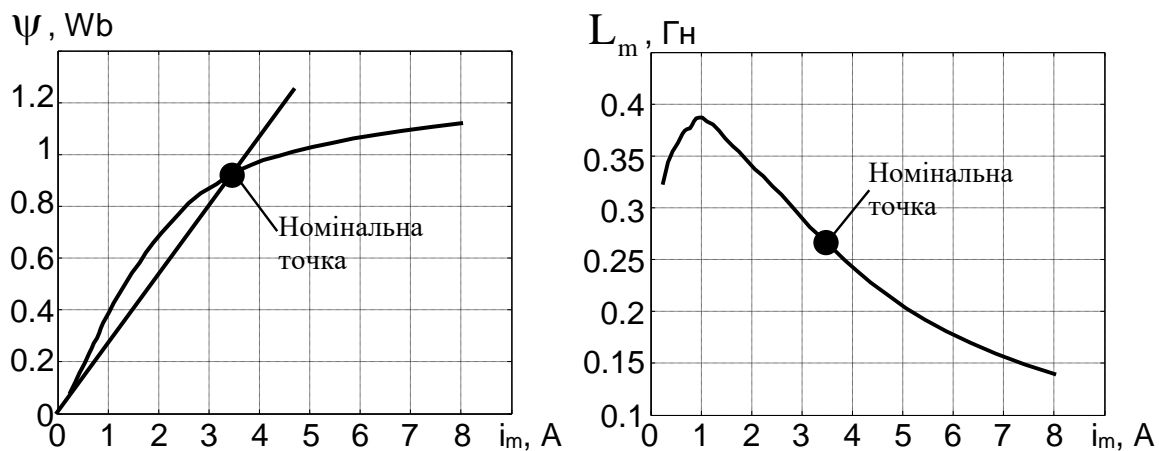


Рис. 4.1 – Крива намагнічування та залежність  $L_m(i_m)$  для АД №1

За наявності датчика швидкості, проблема забезпечення стійкості алгоритмів векторного керування в режимах ослаблення поля не є значною. Більш того, за рахунок природної стійкості електричної і механічної підсистем АД [97], [209], а також завдяки властивостям робастності до параметричної невизначеності, що забезпечуються інтегральним складовим регуляторів, можна досягнути задовільної якості керування координатами двигуна навіть в зонах глибокого

ослаблення поля. В той же час, за відсутності інформації про механічні координати АД, похибки регулювання поточкозчеплення та варіації індуктивності намагнічування можуть призвести до втрати стійкості системи.

#### 4.1.1 Модель асинхронного двигуна з врахуванням нелінійності кривої намагнічування

Загальновизнана математична модель асинхронного двигуна з врахуванням насичення розроблена Е. Леві і представлена в роботах [210 – 2012]. Модель використовує припущення, що насичується лише індуктивність намагнічуючого контуру  $L_m$ , в той час як індуктивності розсіювання статора і ротора  $L_{1\sigma}, L_{2\sigma}$  залишаються незмінними. Нехтуючи взаємоіндуктивністю [211] будемо вважати, що статична та динамічна індуктивності намагнічування є рівними між собою, тобто

$$L_m(i_m) \triangleq \frac{\psi_m(i_m)}{i_m} = \frac{d\psi_m(i_m)}{di_m}. \quad (4.1)$$

Індуктивності статора і ротора визначаються відповідно виразів

$$\begin{aligned} L_1(i_m) &= L_m(i_m) + L_{1\sigma}, \\ L_2(i_m) &= L_m(i_m) + L_{2\sigma}. \end{aligned} \quad (4.2)$$

За вказаних припущень, двофазна модель асинхронного двигуна з врахуванням кривої намагнічування, представлена в синхронній системі координат  $(d - q)$  має вигляд

$$\begin{aligned}
\dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - M_c), \\
M &= \mu_{1m} (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}), \\
\dot{i}_{1d} &= -\gamma_m i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha_m \beta_m \psi_{2d} + \omega \beta_m \psi_{2q} + \frac{1}{\sigma_m} u_{1d}, \\
\dot{i}_{1q} &= -\gamma_m i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha_m \beta_m \psi_{2q} - \omega \beta_m \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma_m} u_{1q}, \\
\dot{\psi}_{2d} &= -\alpha_m \psi_{2d} + \alpha_m L_m(i_m) i_{1d} + \omega_2 \psi_{2q}, \\
\dot{\psi}_{2q} &= -\alpha_m \psi_{2q} + \alpha_m L_m(i_m) i_{1q} - \omega_2 \psi_{2d}, \\
\dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0.
\end{aligned} \tag{4.3}$$

В моделі (4.3) без втрати загальності прийнята одна пара полюсів. Додатні константи, які залежать від електричних параметрів АД визначаються як:

$$\alpha_m = \frac{R_2}{L_2(i_m)}, \tag{4.4}$$

$$\beta_m = \frac{L_m(i_m)}{L_2(i_m) \sigma_m}, \tag{4.5}$$

$$\gamma_m = \frac{R_1}{\sigma_m} + \alpha_m \beta_m L_m(i_m), \tag{4.6}$$

$$\sigma_m = L_1(i_m) - \frac{L_m^2(i_m)}{L_2(i_m)}, \tag{4.7}$$

$$\mu_{1m} = \frac{3}{2} \frac{L_m(i_m)}{L_2(i_m)}. \tag{4.8}$$

Індекс  $m$  в (4.3) – (4.8) використовується для позначення параметрів, що залежать від струму намагнічування  $i_m$ .

Зауваження 5.1. Традиційна модель АД з лінійною апроксимацією кривої намагнічування може бути отримана з рівнянь (4.3) із заміною  $L_m(i_m) = L_m$ , де

$L_m = \text{const}$  – індуктивність намагнічування при номінальному потокозчепленні,  
 $\alpha_m = \alpha$ ,  $\beta_m = \beta$ ,  $\gamma_m = \gamma$ ,  $\sigma_m = \sigma$ ,  $\mu_{lm} = \mu_1$ .

Зауваження 5.2. Використовуючи практичне припущення, що відношення між будь-якою з пар індуктивностей  $L_1(i_m)$ ,  $L_2(i_m)$  і  $L_m(i_m)$  є постійним [210], [211], можна зробити висновок, що  $\alpha_m L_m(i_m) = \alpha L_m = \text{const}$ ,  $\mu_{lm} = \mu_1 = \text{const}$ .

#### 4.1.2 Процедура розрахунку індуктивності намагнічуючого контуру при керуванні з врахуванням кривої намагнічування

При дослідженні систем керування асинхронними двигунами методом математичного моделювання, на відміну від реальних систем, існує можливість прямого обрахунку струму намагнічування двигуна, і як наслідок отримання інформації про індуктивність намагнічування з наперед визначеної залежності  $L_m(i_m)$ , реалізованої у вигляді довідкової таблиці (Look-Up Table - LUT), або апроксимуючого полінома.

У відповідності до стандартної схеми заміщення фази двигуна в стаціонарній системі координат (a – b), яку показано на рис. 4.2, запишемо вирази для потокозчеплень статора і ротора

$$\begin{aligned}\psi_{2a} &= L_{2\sigma} i_{2a} + L_m(i_m)(i_{1a} + i_{2a}), \\ \psi_{2b} &= L_{2\sigma} i_{2b} + L_m(i_m)(i_{1a} + i_{2a}).\end{aligned}\tag{4.9}$$

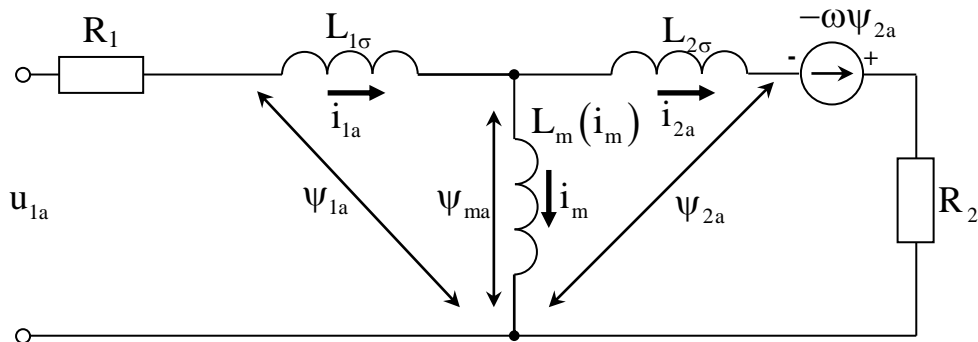


Рис. 4.2. Схема заміщення фази АД

Компоненти струму і потокозчеплення намагнічування визначаються як

$$\begin{aligned} i_{ma} &= i_{1a} + i_{2a}, \\ i_{mb} &= i_{1b} + i_{2b}, \end{aligned} \quad (4.10)$$

$$\begin{aligned} \psi_{ma} &= L_m(i_m) i_{ma}, \\ \psi_{mb} &= L_m(i_m) i_{mb}. \end{aligned} \quad (4.11)$$

Рівняння для розрахунку компонент і модуля вектора струму намагнічування на основі інформації про струми статора та потокозчеплення ротора записуються з виразів (4.9) та (4.10) у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} i_{ma} &= \frac{\psi_{2a} + L_{2\sigma} i_{1a}}{L_2(i_m)}, \\ i_{mb} &= \frac{\psi_{2b} + L_{2\sigma} i_{1b}}{L_2(i_m)}, \\ i_m &= \sqrt{i_{ma}^2 + i_{mb}^2}. \end{aligned} \quad (4.12)$$

Оскільки при обчисленні компонент струму намагнічування (4.12) використовується значення  $L_2(i_m)$ , яке в свою чергу визначається тим самим струмом намагнічування, то виникає алгебраїчна петля, для уникнення якої можна застосувати швидкодіючий фільтр виду

$$\dot{L}_m(i_m) = -\frac{1}{\tau_m} L_m(i_m) + \frac{1}{\tau_m} \hat{L}_m(i_m), \quad (4.13)$$

де  $\hat{L}_m(i_m)$  – значення індуктивності намагнічуючого контуру отримане за допомогою апроксимуючого полінома або LUT,  $\tau_m$  – стала часу фільтра.

Для уникнення алгебраїчної петлі можна використати другий спосіб розрахунку  $L_m$  на основі заздалегідь розрахованої залежності  $L_m(\psi_m)$ . Для цього перепишемо рівняння (4.9) в системі координат  $(d-q)$



$$\begin{aligned}\psi_{2d} &= L_{2\sigma} i_{2d} + L_m(i_m)(i_{1d} + i_{2d}), \\ \psi_{2q} &= L_{2\sigma} i_{2q} + L_m(i_m)(i_{1q} + i_{2q}).\end{aligned}\tag{4.14}$$

Враховуючи, що

$$\begin{aligned}\psi_{md} &= L_m(i_m)(i_{1d} + i_{2d}), \\ \psi_{mq} &= L_m(i_m)(i_{1d} + i_{2d}),\end{aligned}\tag{4.15}$$

отримаємо наступні вирази для компонент потоку намагнічування

$$\begin{aligned}\psi_{md} &= \frac{L_m(i_m)}{L_2(i_m)}(\psi_{2d} + L_{2\sigma} i_{1d}), \\ \psi_{mq} &= \frac{L_m(i_m)}{L_2(i_m)}(\psi_{2q} + L_{2\sigma} i_{1q}).\end{aligned}\tag{4.16}$$

У відповідності до Зауваження 5.2, відношення  $\frac{L_m(i_m)}{L_2(i_m)}$  може вважатися

константою при зміні  $i_m$ , тому рівняння (4.16) набудуть вигляду

$$\begin{aligned}\psi_{md} &= \frac{L_m}{L_2}(\psi_{2d} + L_{2\sigma} i_{1d}), \\ \psi_{mq} &= \frac{L_m}{L_2}(\psi_{2q} + L_{2\sigma} i_{1q}).\end{aligned}\tag{4.17}$$

При практичній реалізації алгоритмів керування АД компоненти вектора потокозчеплення ротора недоступні для вимірювання. Разом з тим, структури систем прямого векторного керування передбачають наявність спостерігача вектора потокозчеплення ротора, інформація з якого може бути використана для визначення потоку та індуктивності намагнічування АД. Для розрахунку оціненого значення потоку намагнічування на основі інформації зі спостерігача век-

тора потокозчеплення ротора, в полеорієнтованій системі координат рівняння (4.17) модифікуються до виду

$$\begin{aligned}\hat{\psi}_{md} &= \frac{L_m}{L_2} (\hat{\psi} + L_{2\sigma} i_{ld}), \\ \hat{\psi}_{mq} &= \frac{L_m}{L_2} L_{2\sigma} i_{lq}.\end{aligned}\tag{4.18}$$

Рівняння (4.18) дозволяють отримати значення  $\hat{\psi}_m$  при практичній реалізації систем прямого векторного керування АД.

#### 4.1.3 Верифікація моделі та дослідження впливу нелінійності кривої намагнічування на процеси керування

Дослідження виконано для АД №1 в два етапи, [203], [204]. На першому етапі, з метою верифікації моделі (4.3) та попередньо визначених параметрів АД №1, досліджується система векторного керування кутовою швидкістю з використанням датчика швидкості. При цьому в систему добавлено автономний спостерігач кутової швидкості, заданий рівняннями (3.8), для оцінки точності його роботи при зміні потокозчеплення. При виконанні тестів першого етапу використано послідовність операцій керування, яку проілюстровано на рис. 4.3. Вона включає в себе наступні етапи: на інтервалі часу 0 – 6 с відбувається збудження двигуна, задана траєкторія потокозчеплення починається зі значення  $\psi^*(0) = 0.02$  Вб і досягає значення 0.96 Вб; в момент часу 6.25 с ненавантажений двигун за 0.2 с розганяється до кутової швидкості 100 рад/с; починаючи з моменту часу 8 с задане потокозчеплення за 6 с лінійно зменшується до значення 0.1 Вб.

Значення параметрів налаштування алгоритму бездавачевого керування встановлено наступними:  $k_i = 700$ ,  $k_{ii} = 122.5 \cdot 10^3$ ;  $k_\psi = 100$ ,  $k_{\psi i} = 5000$ ;  $k_\omega = 100$ ,  $k_{\omega i} = 5000$ ;  $k_{od} = 300$ ,  $k_{oq} = 300$ ;  $k_{oi} = (k_{oq} + \gamma)^2 / 2 = 245000$ ;  $\gamma_1 = 70$ .

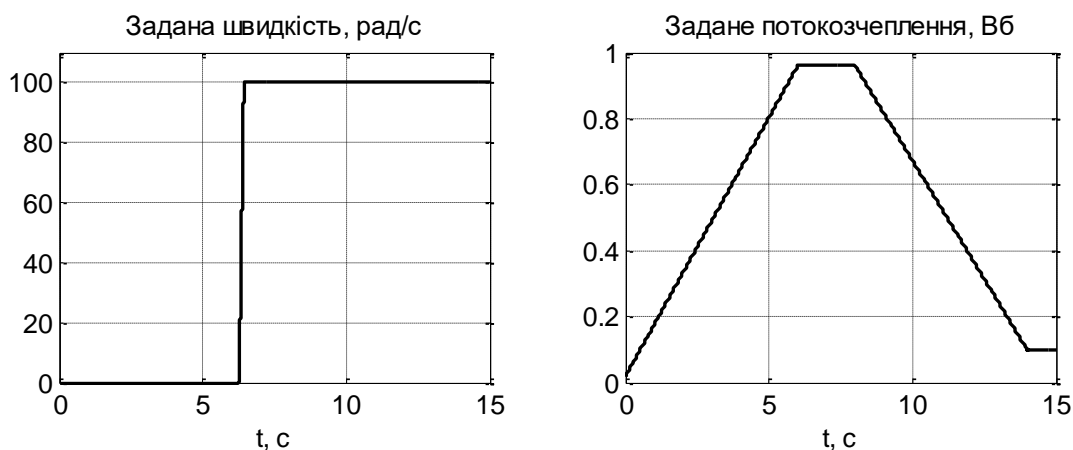


Рис. 4.3. Послідовність операцій керування

Виконання тестів у відповідності до представленої на рис. 4.3 послідовності операцій керування має на меті дослідження похибок відпрацювання і оцінювання координат в системі векторного керування, які зумовлені нелінійністю магнітного кола АД.

На рис. 4.4 показано перехідні процеси відпрацювання потокозчеплення та оцінювання кутової швидкості при виконанні тесту системою датчикового векторного керування для випадку лінійного кола намагнічування АД. Як слідує з графіків рис. 4.4, в цьому випадку система забезпечує асимптотичне відпрацювання кутової швидкості ( $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0$ ) та модуля вектора потокозчеплення ( $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0$ ) при одночасній асимптотичній орієнтації за вектором потокозчеплення ротора ( $\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_q = 0$ ). Спостерігач кутової швидкості забезпечує асимптотичне її оцінювання, тобто  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0$ .

Графіки перехідних процесів для випадку нелінійного кола намагнічування АД показано на рис. 4.5. Як слідує з рис. 4.5, неврахована в алгоритмі керування нелінійність контуру намагнічування при зміні потокозчеплення призводить до виникнення похибок відпрацювання потокозчеплення, а при роботі на ненульових швидкостях навіть до незначного порушення полеорієнтування. Похибки відпрацювання потокозчеплення призводять до некоректної роботи

спостерігача кутової швидкості, зокрема максимальна похибка оцінювання швидкості при виконанні тесту сягає 55 рад/с, що відповідає 55 % від реальної кутової швидкості.

Рівень похибок відпрацювання та оцінювання, який показано на Рис. 5.4, в системі бездавачевого керування буде призводити не тільки до значних похибок регулювання кутової швидкості, але й до потенційної втрати стійкості системи внаслідок властивостей лише локальної стійкості алгоритму бездавачевого векторного керування, заданого рівняннями (3.90) – (3.96).

Для уникнення цього недоліку необхідно враховувати нелінійність контуру намагнічування в алгоритмі векторного керування та спостерігачі кутової швидкості. На рис. 4.6 показані перехідні процеси при виконанні тесту, коли в алгоритмі векторного керування та у спостерігачі швидкості враховано криву намагнічування. З порівняння графіків рис. 4.4 та рис. 4.6 видно, що завдяки врахуванню кривої намагнічування забезпечується асимптотичне відпрацювання регульованих координат та оцінювання кутової швидкості ротора.

Відмітимо, що ознаками врахування в алгоритмі керування кривої намагнічування АД на графіках перехідних процесів є те, що при зміні потокозчеплення по лінійному закону, струм  $i_d$  та напруга  $u_d$  змінюються нелінійно, в той час як напруга  $u_q$  змінюється лінійно. При неврахуванні кривої намагнічування в алгоритмі керування характер зміни струму  $i_d$  та напруги  $u_d$  стає лінійним, а напруги  $u_q$  – нелінійним для компенсації похибки, зумовленої нелінійністю магнітної системи, див. рис. 4.5, рис. 4.6. Ці характерні зміни в динаміці струму і напруг можуть бути використані для експериментальної верифікації моделі двигуна з врахування нелінійності кривої намагнічування.

На рис. 4.7, 4.8 показано графіки перехідних процесів при виконанні описаного тесту на експериментальній установці з двигуном АД №1.

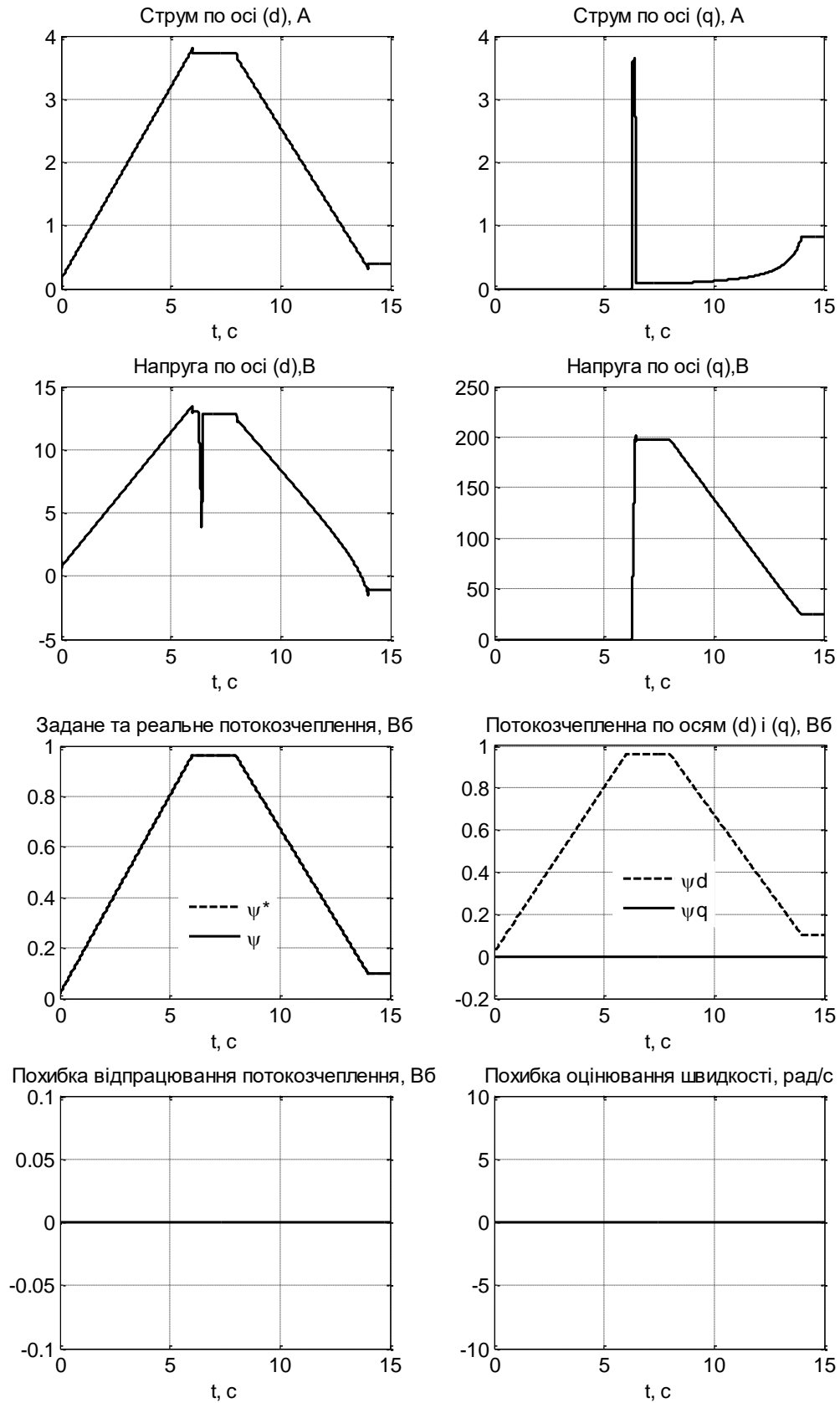


Рис. 4.4. Перехідні процеси при зміні потокозчеплення і лінійному магнітному колі АД

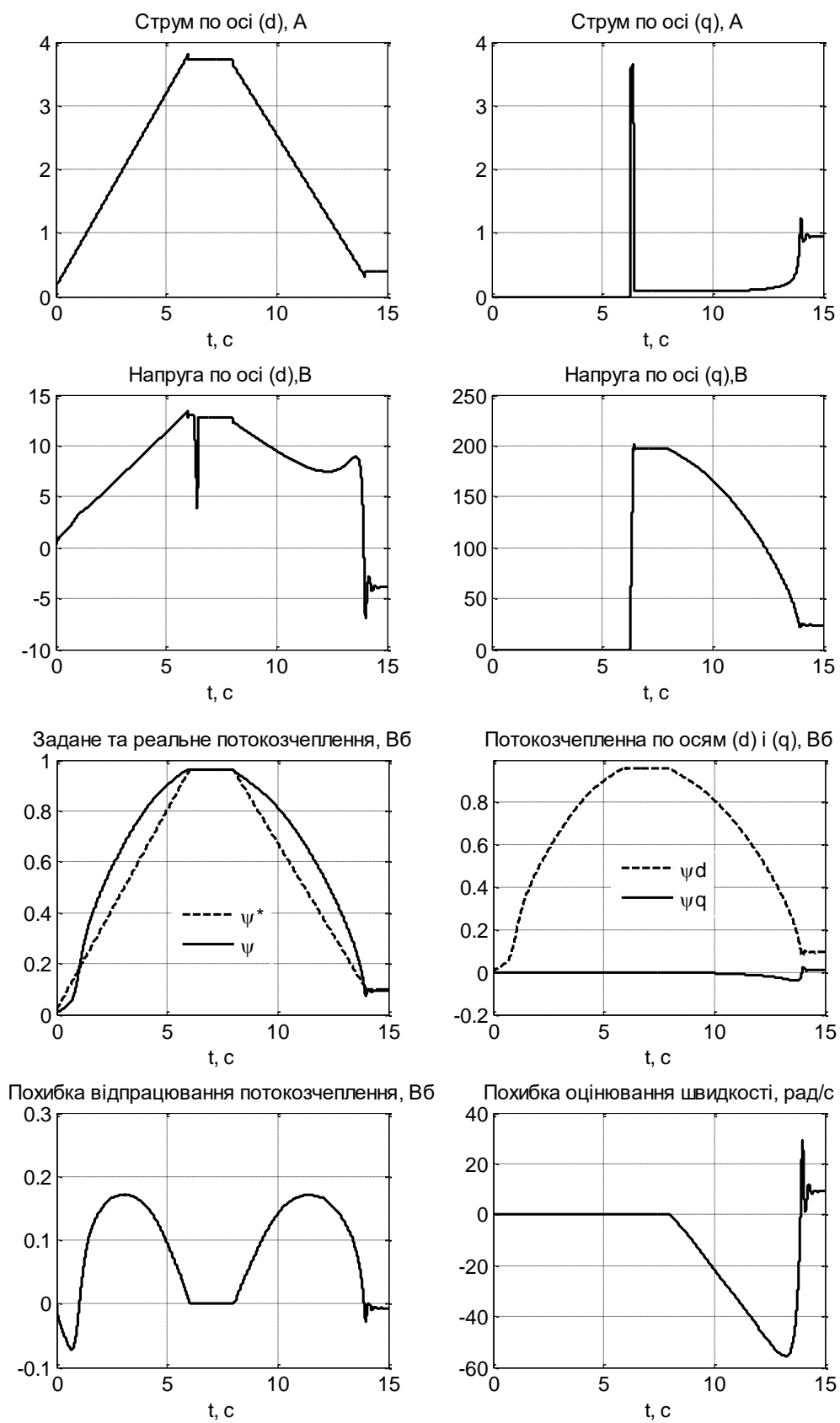


Рис. 4.5. Перехідні процеси при зміні потокозчеплення та нелінійному магнітному колі двигуна

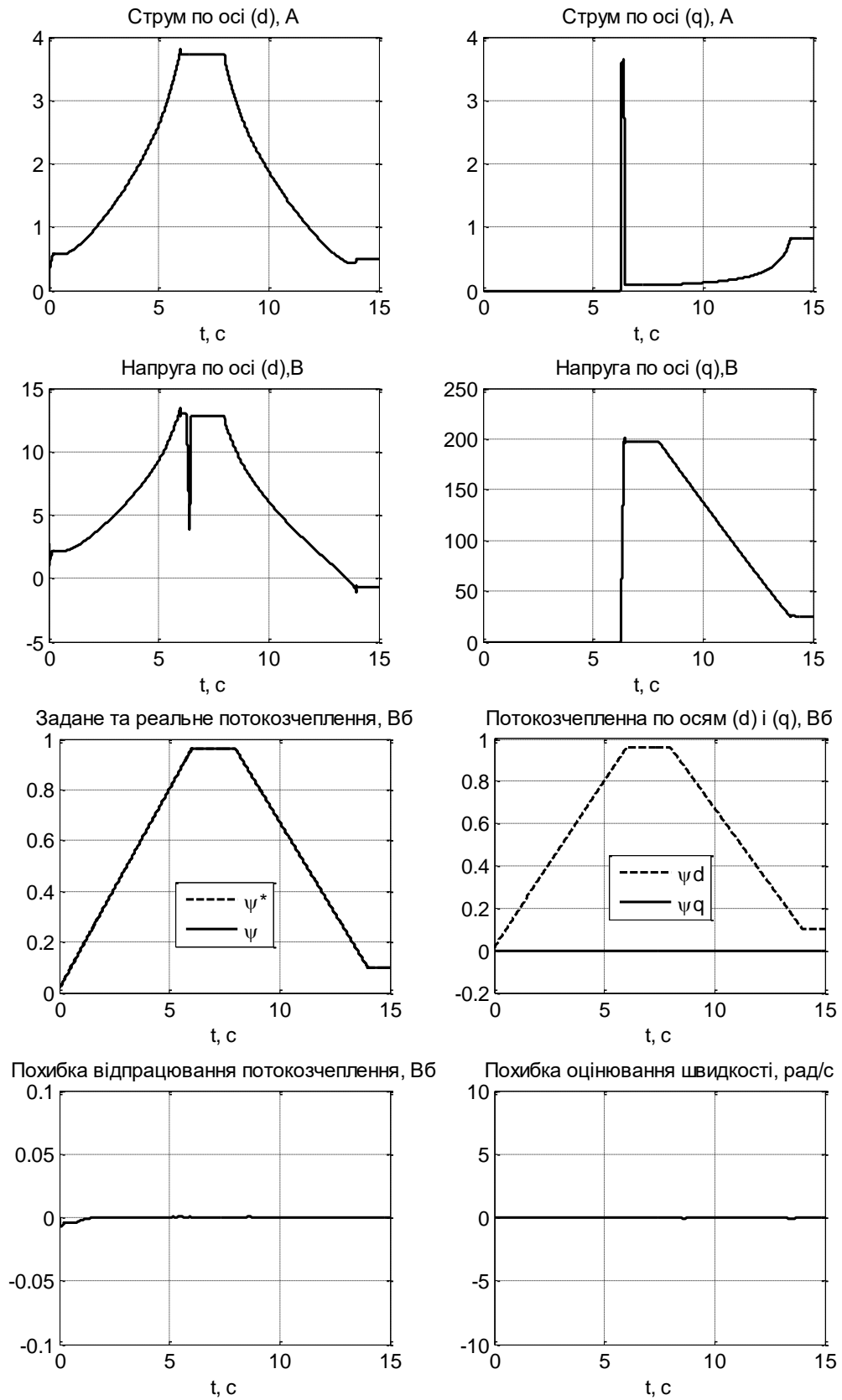


Рис. 4.6. Перехідні процеси при нелінійному магнітному колі двигуна і його врахуванні в алгоритмі керування та спостерігачі кутової швидкості

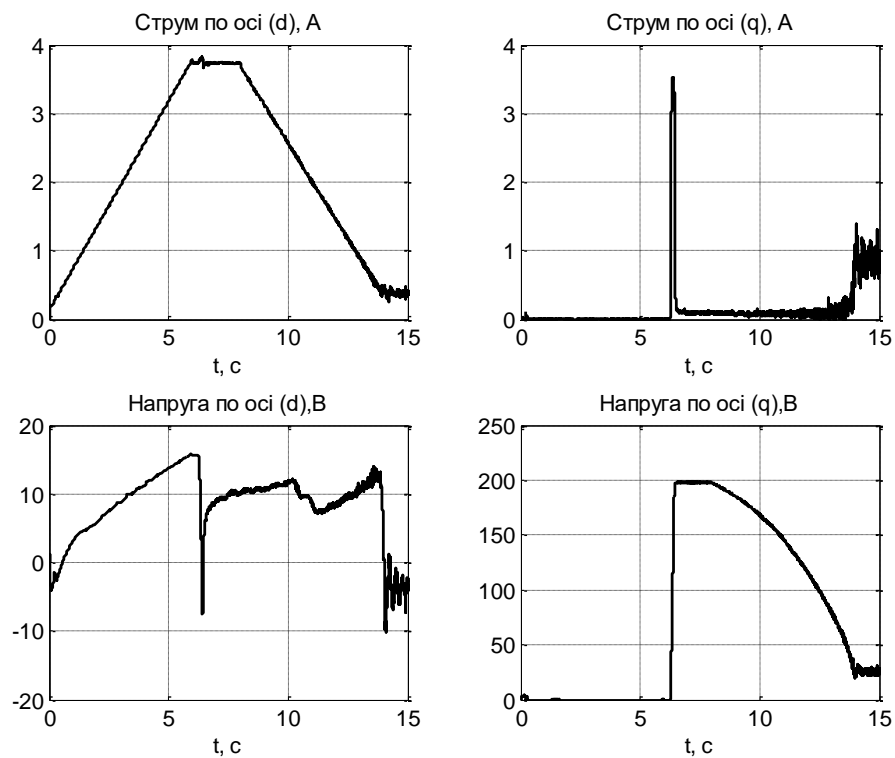


Рис. 4.7. Перехідні процеси без врахування кривої намагнічування  
(експеримент)

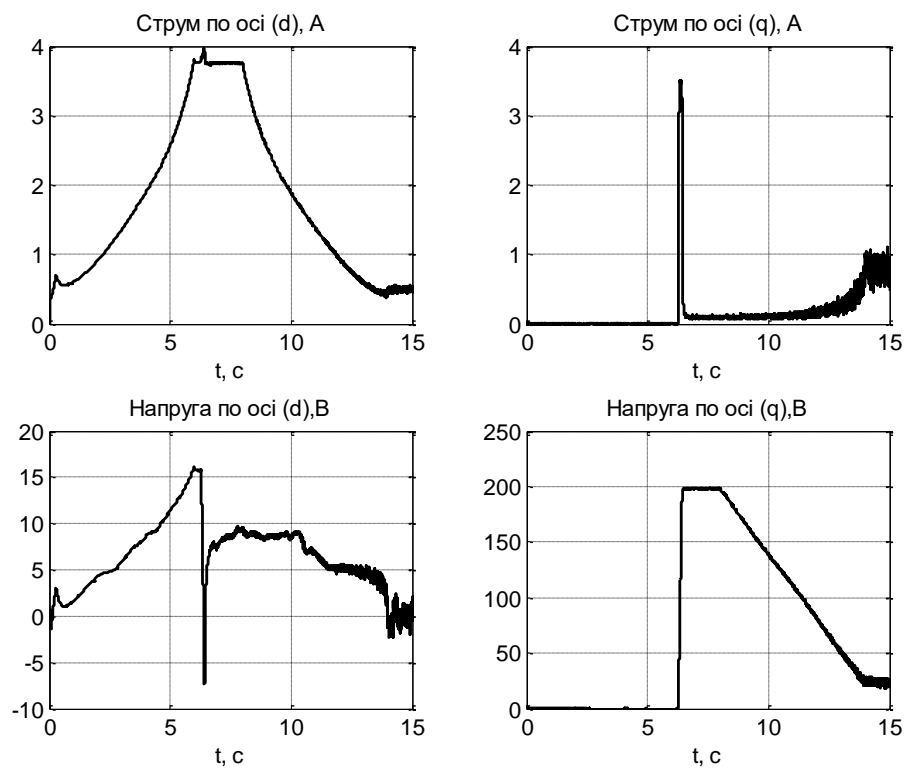


Рис. 4.8. Перехідні процеси з врахуванням кривої намагнічування  
(експеримент)



З порівняння рис. 4.7 і рис. 4.5, а також рис. 4.8 і рис. 4.6 видно, що графіки перехідних процесів струмів та напруги  $u_q$  отримані експериментально та методом математичного моделювання фактично співпадають між собою. Відмінності в динамічній поведінці напруги  $u_d$ , величина якої знаходиться області 10 В пояснюються ефектами немодельованої динаміки, які в першу чергу пов'язані з неідеальностями інвертора напруги, від якого живиться двигун.

Експериментальні графіки перехідних процесів похибки оцінювання кутової швидкості показано на рис. 4.9. Спостерігач кутової швидкості при виконанні тесту активується при  $t = 6.25$  с, тобто в момент часу, коли починається відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості. Як слідує з рис. 4.9., неврахування кривої намагнічування, як і при математичному моделюванні, викликає виникнення похибки оцінювання на рівні до 60 рад/с (60% від заданого значення), що фактично унеможливорює стійку роботу системи бездавачевого керування. При врахуванні кривої намагнічування, величина максимальної похибки оцінювання зменшується до рівнів 0.5 рад/с в зоні зміни потокозчеплення (0.7;0.9) Вб, та 3 рад/с в зоні (0.2;0.7) Вб. Тобто внаслідок підвищення точності оцінювання кутової швидкості стійка робота системи бездавачевого керування може бути забезпечена у всій фізично обґрунтованій зоні зміни потокозчеплення.

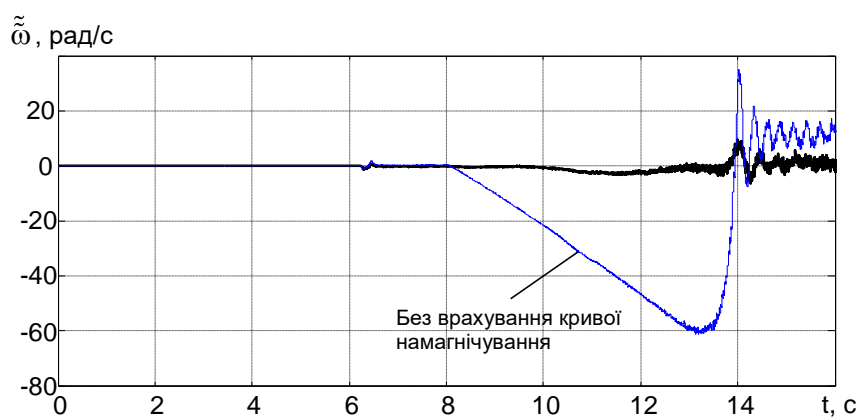


Рис. 4.9. Похибка оцінювання кутової швидкості при зміні потокозчеплення (експеримент)

## 4.2 Алгоритм бездавачевого векторного керування з врахуванням кривої намагнічування

Для врахування кривої намагнічування двигуна в алгоритмі бездавачевого керування виконаємо модифікацію рівнянь (3.90) – (3.96) шляхом заміни сталих констант  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ ,  $\sigma$  на їх залежні від струму намагнічування аналоги. В такому випадку алгоритм бездавачевого векторного керування на основі адаптивного спостерігача зниженого порядку з врахуванням кривої намагнічування задається:

- спостерігачем вектора потокозчеплення

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\psi}} &= -\alpha_m \hat{\psi} + \alpha L_m \hat{i}_d, \\ \dot{\hat{\epsilon}}_0 &= \omega_0 = \hat{\omega} + \alpha L_m \frac{i_{lq}}{\hat{\psi}} + \frac{1}{\hat{\psi}} \frac{1}{\beta_m} \left[ \hat{\omega} (1 + \gamma_1) + \alpha L_m \frac{i_{lq}}{\hat{\psi}} \right] \tilde{i}_d,\end{aligned}\quad (4.19)$$

$$\dot{\hat{i}}_d = -\gamma_m \hat{i}_d + \omega_0 i_{lq} + \alpha_m \beta_m \hat{\psi} + \sigma^{-1} u_{1d} + k_{od} \tilde{i}_d; \quad (4.20)$$

- регулятором оціненого потокозчеплення

$$\begin{aligned}i_d^* &= (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^* - k_{\psi} e_{\psi} - x_{\psi}) / \alpha L_m, \\ \dot{x}_{\psi} &= k_{\psi i} e_{\psi};\end{aligned}\quad (4.21)$$

- регулятором кутової швидкості

$$\begin{aligned}i_q^* &= \frac{1}{\mu \hat{\psi}} (\dot{\omega}^* - k_{\omega} e_{\omega} + \dot{M}_c), \\ \dot{M}_c &= -k_{\omega i} e_{\omega};\end{aligned}\quad (4.22)$$

- регуляторами струмів статора

$$\begin{aligned} u_{1d} &= \sigma_m \left( \gamma_m \dot{i}_d^* - \omega_0 \dot{i}_q^* - \alpha_m \beta_m \hat{\psi} + \dot{i}_d^* - k_i \tilde{i}_d + x_d \right), \\ \dot{x}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (4.23)$$

$$\begin{aligned} u_{1q} &= \sigma_m \left( \gamma_m \dot{i}_q^* + \omega_0 \dot{i}_d^* + \beta_m \hat{\omega} \hat{\psi} + \dot{i}_q^* - k_i \tilde{i}_q + x_q \right), \\ \dot{x}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_q; \end{aligned} \quad (4.24)$$

- спостерігачем кутової швидкості

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_q &= -\gamma_m \hat{i}_q - \omega_0 \dot{i}_{1d} - \beta_m \hat{\psi} \hat{\omega} + \sigma^{-1} u_{1q} + k_{oq} \tilde{i}_q, \\ \dot{\hat{e}}_\omega &= -\frac{k_{oi}}{\beta_m \hat{\psi}} \tilde{i}_q, \\ \hat{\omega} &= \omega^* + e_\omega. \end{aligned} \quad (4.25)$$

Результати виконання модифікованого тесту, який проілюстровано на рис. 4.3, в системі бездавачевого керування з врахуванням та без врахування кривої намагнічування представлені відповідно на рис. 4.10, рис. 4.11 (математичне моделювання), а також рис. 4.12, (експеримент). При виконанні тестів використовувалася модифікована траєкторія заданого потокозчеплення, яка в режимі ослаблення поля досягає усталеного значення 0.2 Вб. Таке мінімальне значення потокозчеплення відповідає більшості можливих режимів роботи електромеханічної системи в режимі ослаблення поля, в той час як реалізація менших значень є ускладненою через необхідність в точній інформації про криву намагнічування в зоні низьких потокозчеплень. Значення потокозчеплення  $\psi = 0.2$  Вб, відповідає кратності ослаблення поля на рівні 4.6 відносно номінального, що перекидає вимоги більшості технологічних застосувань.

Як слідує з представлених на рис. 4.10, рис. 4.12 графіків перехідних процесів, алгоритм векторного керування без врахування кривої намагнічування, заданий рівняннями (3.90) – (3.96), забезпечує стійку роботу на холостому ходу при зміні потокозчеплення. Разом з тим, похибки оцінювання потокозчеплення

та кутової швидкості, які виникають внаслідок нелінійності магнітного кола, призводять до похибки регулювання кутової швидкості на рівні 37 рад/с, що робить алгоритм непридатним для використання.

Алгоритм бездавачевого керування з врахуванням кривої намагнічування, заданий рівняннями (4.19) - (4.25) при зміні потокозчеплення забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості та потокозчеплення, асимптотичне полеорієнтування та оцінювання кутової швидкості, що видно з результатів математичного моделювання, показаних на рис. 4.11. В умовах реального експерименту, рис. 4.12, забезпечується суттєве зниження похибки оцінювання кутової швидкості з 37 рад/с до 6 рад/с в точці найглибшого ослаблення поля, коли  $\psi^* = 0.2$  Вб. Експериментально встановлено, що на показники якості регулювання кутової швидкості з використанням алгоритму бездавачевого керування в режимі ослаблення поля значний негативний вплив здійснює мертвий час інвертора, компенсація якого в цих режимах є окремою науковою задачею.

Властивості експоненційної стійкості процесів регулювання моменту (кутової швидкості) та модуля вектора потокозчеплення ротора дозволяють перейти до розробки методу керування координатами асинхронного двигуна з максимізацією момент-струм, застосування якого дозволяє зменшити втрати активної потужності в електромеханічних системах при малих навантаженнях, що є особливо актуальним для електромеханічних систем електричних транспортних засобів з автономним живленням.

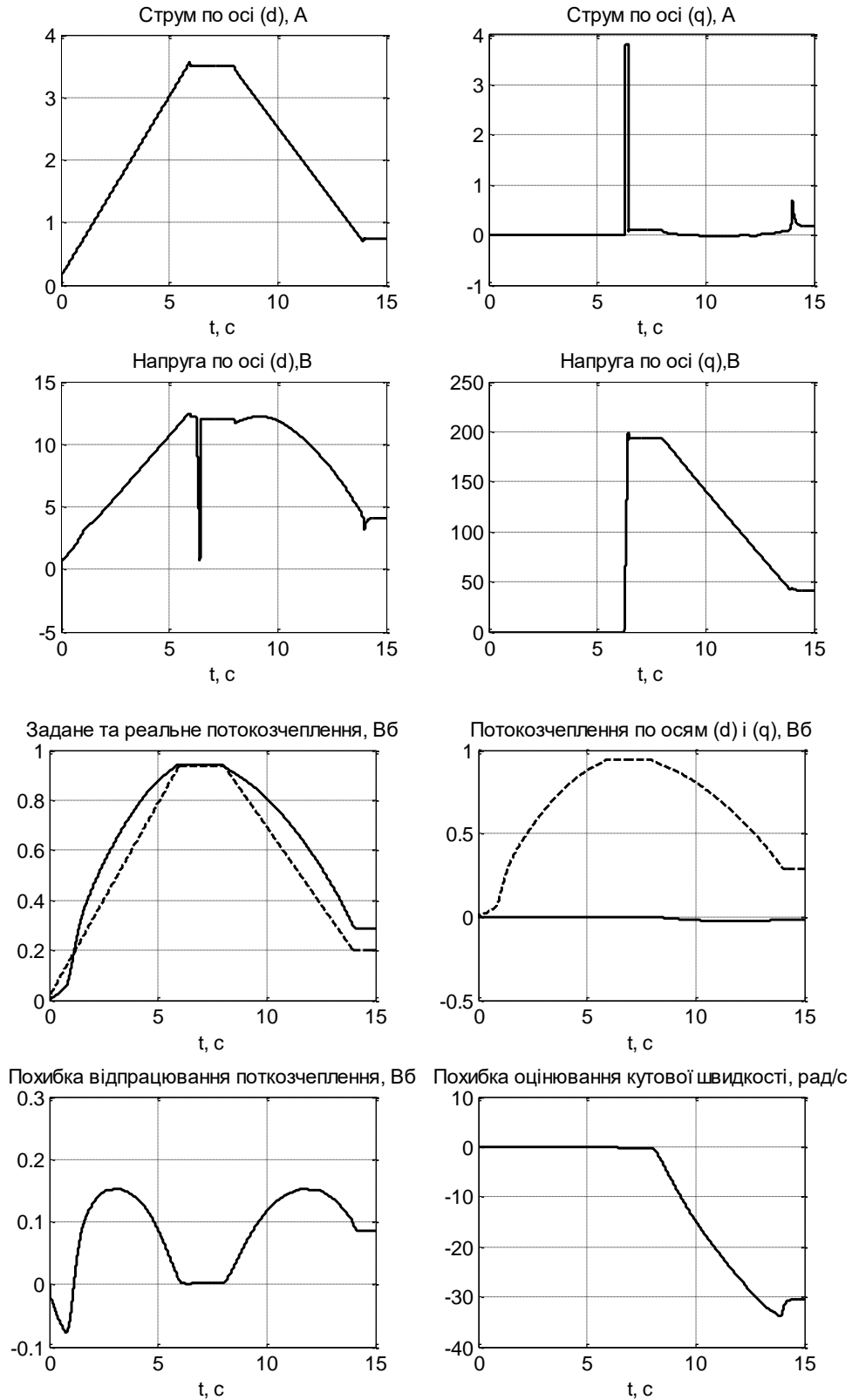


Рис. 4.10. Динамічні процеси в системі бездавачевого керування без врахування кривої намагнічування (математичне моделювання)

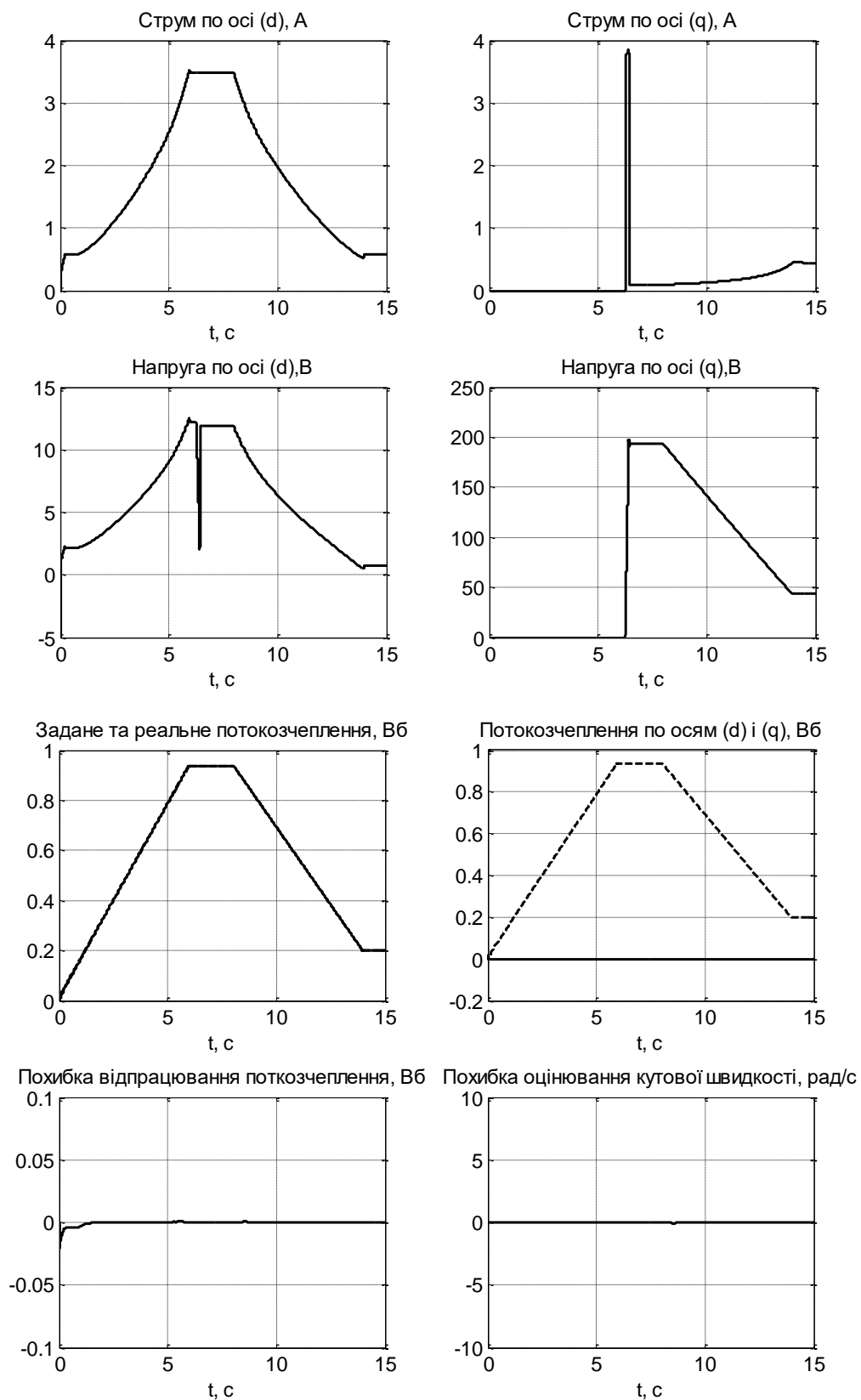


Рис. 4.11. Динамічні процеси в системі бездавачевого керування з врахуванням кривої намагнічування (математичне моделювання)

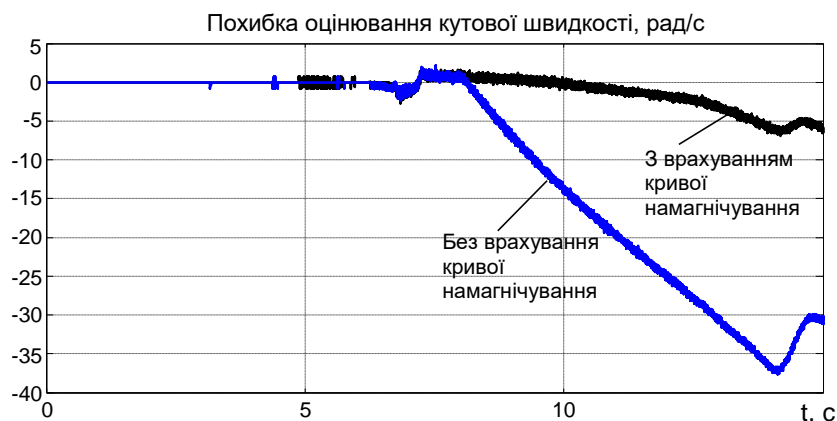


Рис. 4.12. Похибка оцінювання кутової швидкості при зміні потокозчеплення

### 4.3 Алгоритм керування координатами асинхронного двигуна з максимізацією співвідношення момент-струм при вимірюванні кутової швидкості

#### 4.3.1 Постановка задачі керування

Нехай для моделі асинхронного двигуна (4.3) виконуються наступні припущення, [199]

A1. Струми статора та кутова швидкість ротора доступні для вимірювання. Всі параметри двигуна відомі та сталі. Всі параметри, що залежать від насичення є відомими функціями струму намагнічування.

A2. Задана траєкторія зміни моменту є гладкою обмеженою функцією, яка має обмежені першу та другу похідні.

В умовах цих припущень необхідно синтезувати нелінійний регулятор моменту, який гарантує досягнення наступних цілей керування:

CO1. Асимптотичне відпрацювання моменту при обмеженні всіх внутрішніх сигналів

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0 \quad (4.26)$$

CO2. Максимізацію співвідношення момент-струм в усталеному режимі роботи

$$\max\left(\frac{M}{I_1}\right), I_1 = \sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2} \quad (4.27)$$

де  $I_1$  – амплітуда струму статора.

CO3. Асимптотичне полеорієнтування

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{2q} = 0 \quad (4.28)$$

4.3.2 Керування моментом-потокочепленням при непрямому полеорієнтуванні

Концепція непрямого полеорієнтування дозволяє синтезувати алгоритми векторного керування АД, які забезпечують високі показники якості керування координатами двигуна та є простими з точки зору практичної реалізації.

Відповідно до концепції непрямого полеорієнтування [97] розглянемо розімкнений регулятор потокочеплення у формі

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{i_{q1}}{\psi^*}, \quad (4.29)$$

$$i_{1d} = \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*). \quad (4.30)$$

Регулятор (4.29) – (4.30) за умов струмового керування забезпечує глобальне асимптотичне полеорієнтування та відпрацювання заданих траєкторій модуля вектора потокочеплення, тобто виконуються умови

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_d = 0 \quad (4.31)$$



$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_q = 0 \quad (4.32)$$

де  $e_d$  і  $e_q$  – похибки відпрацювання потокозчеплення, визначені як

$$e_d = \psi_{2d} - \psi^*, \quad e_q = \psi_{2q}. \quad (4.33)$$

Рівняння похибки відпрацювання моменту може бути отримано використовуючи рівняння (4.3) та визначення (4.33)

$$\tilde{M} = \mu_1 [\psi^* i_{1q} + e_d i_{1q} - e_q i_{1d}] - M^*, \quad (4.34)$$

звідки лінеаризуючий зворотним зв'язком контролер записується у вигляді

$$i_{1q} = \frac{M^*}{\mu_1 \psi^*}. \quad (4.35)$$

Рівняння (4.29), (4.30), (4.35) визначають алгоритм керування моментом-потокозчеплення при непрямому полеорієнтуванні, при дії якого динаміка похибок відпрацювання записується як

$$\begin{aligned} \tilde{M} &= \mu_1 (e_d i_{1q} - e_q i_{1d}), \\ \dot{e}_d &= -\alpha e_d + \omega_2 e_q, \\ \dot{e}_q &= -\alpha e_q - \omega_2 e_d. \end{aligned} \quad (4.36)$$

З обмеженості заданих траєкторій моменту та модуля вектора потокозчеплення слідує, що струми  $i_d$  та  $i_q$  в (4.30) і (4.35) є обмеженими. Точка рівноваги  $(e_d, e_q)=0$  є глобально експоненційно стійкою, відповідно похибка відпрацювання моменту експоненційно затухає в нуль, тобто  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{T} = 0$ . З незаданого аналізу слідує, що відпрацювання моменту (CO1), полеорієнтування (CO3) та відпрацювання модуля вектора потокозчеплення ( $\psi^* > 0$ ) досягаються. Необхідно

відзначити, що непряме полеорієнтування, а відповідно і розв'язка процесів керування моментом-потокотзчепленням для змінного в часі заданого потокотзчеплення є можливими лише при наявності властивостей відпрацювання заданих траєкторій потокотзчеплення. Формування завдання потокотзчеплення у відповідності з умовою  $\psi^* > 0$  гарантує уникнення точки виродженості алгоритму керування (4.29), (4.30), (4.35).

#### 4.3.3 Керування моментом-потокотзчепленням при прямому полеорієнтуванні

Розглянемо спостерігач пониженого порядку для моделі (4.3) при лінійному представленні кривої намагнічування.

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\psi}} &= -\alpha\hat{\psi} + \alpha L_m i_{ld}, \\ \dot{\hat{\epsilon}}_0 &= \omega_0 = \omega + \frac{\alpha L_m i_{lq}}{\hat{\psi}}.\end{aligned}\tag{4.37}$$

Спостерігач (4.37) гарантує [213], що похибки оцінювання

$$\begin{aligned}\tilde{\psi}_d &= \psi_{2d} - \hat{\psi}, \\ \tilde{\psi}_q &= \psi_{2q},\end{aligned}\tag{4.38}$$

експоненційно затухають в нуль, забезпечуючи  $\hat{\psi} > 0$ . З використанням визначень (4.38) рівняння похибки відпрацювання моменту може бути записаним у наступному вигляді:

$$\dot{\tilde{M}} = \mu_1 \tilde{\psi}_d i_{lq} + \mu_1 \hat{\psi} i_{lq} - \mu_1 \tilde{\psi}_q i_{ld} - M^*,\tag{4.39}$$

З виразу (4.39) знаходимо лінеаризуючий зворотним зв'язком регулятор моменту

$$i_{1q} = \frac{M^*}{\mu_1 \hat{\psi}}. \quad (4.40)$$

Використовуючи (4.3), (4.38), (4.39) і (4.40), динаміка похибок оцінювання потокозчеплення та відпрацювання моменту запишеться як

$$\tilde{M} = \mu_1 \left( \tilde{\psi}_d \frac{M^*}{\mu_1 \hat{\psi}} - \tilde{\psi}_q i_{1d} \right), \quad (4.41)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d. \end{aligned} \quad (4.42)$$

Для обмеженого  $M^*$  і  $\hat{\psi}(t) > 0$ , компонента струму статора  $i_{1q}$  також буде обмеженою. Додатково підсистема (4.42) є глобально експоненційно стійкою:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0. \quad (4.43)$$

Відповідно похибка відпрацювання моменту  $\tilde{M}$  в (4.41) експоненційно затухає в нуль, якщо компонента струму статора  $i_{1d}$  є обмеженою.

Для того, щоб забезпечити бажану динаміку оціненого модуля вектора потокозчеплення  $\hat{\psi}(t)$  застосуємо наступний регулятор потокозчеплення:

$$i_{1d} = \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^* - k_\psi e_\psi - x_\psi), \quad (4.44)$$

$$\dot{x}_\psi = k_{\psi i} e_\psi,$$

де  $e_\psi = \hat{\psi} - \psi^*$ .

З (4.37) та (4.44), динаміка похибки відпрацювання оціненого потокозчеплення набуває вигляду

$$\begin{aligned}\dot{e}_\psi &= -(\alpha + k_{\psi p})e_\psi - x_\psi, \\ \dot{x}_\psi &= k_{\psi i}e_\psi.\end{aligned}\tag{4.45}$$

Якщо  $e_\psi(0) = 0$ , тоді всі розв'язки (4.45)  $e_\psi(t) \equiv 0 \forall t \geq 0$ . З цієї умови слідує, що  $\hat{\psi}(t) = \psi^*(t) > 0$ ,  $i_{ld}$  є обмеженими, відповідно  $\lim_{t \rightarrow \infty}(\tilde{M}, e_\psi) = 0$ . Представлений аналіз доводить, що цілі керування (CO1), (CO3) досягаються. З умови  $\hat{\psi}(t) = \psi^*(t) > 0$  також слідує, що регулятор (4.37), (4.40) не вироджується.

Відмітимо, що пряме асимптотичне полеорієнтування не вимагає властивостей відпрацювання траєкторій потокозчеплення і моменту. Разом з тим для малих значень  $\psi^* > 0$  (які необхідні для МТРА оптимізації) та швидких траєкторій завдання, похибки регулювання потокозчеплення стають критичними. В цьому випадку завдяки властивості відпрацювання траєкторій досягається  $\tilde{\psi}(t) \equiv 0 \forall t \geq 0$ , що дозволяє уникнути роботи системи в точках виродженості алгоритму керування.

#### 4.3.4 Формування заданого потокозчеплення з метою забезпечення умов МТРА оптимізації

Властивості відпрацювання заданих траєкторій моменту-потокозчеплення контролера (4.37), (4.40), (4.44) дозволяють сформулювати завдання потокозчеплення таким чином, щоб умови МТРА оптимізації в статиці (CO2) задовольнялися. Умови МТРА для всіх значень заданого потокозчеплення наступні:

похідна  $\dot{\psi}^*$  є обмеженою;

задане потокозчеплення в усталеному режимі задовольняє:

$$\bar{\psi}^* = \psi_0^* + L_m |\bar{i}_q|,\tag{4.46}$$

де  $|\bar{i}_q|$  усталене значення  $|i_{lq}|$  і  $\psi_0^* > 0$  – мале значення потокозчеплення, для уникнення виродженості в (4.37), (4.40) при нульовому завданні на момент  $M^* = 0$ .

З (4.46) і (4.44) слідує, що умова МТРА в статиці досягається при виконанні умови

$$\bar{i}_{ld} = |\bar{i}_{lq}| + \psi_0^* / L_m, \quad (4.47)$$

де  $\bar{i}_{ld}$  – усталене значення струму  $i_{ld}$ ,  $\psi_0^* / L_m$  – мала константа. Відмітимо, що відомий результат [162] є частковим рішенням умов (4.46), (4.47).

У відповідності до припущення А2, заданий момент  $M^*$  і його похідна є обмеженими, відповідно задана траєкторія потокозчеплення  $\psi^* > 0$  може бути розрахована напряду з (4.35) і (4.46) з  $\bar{\psi}^* = \psi^*$ ,  $\bar{i}_{lq} = i_{lq}$  як розв'язок квадратного рівняння, [199]

$$\psi^* = \frac{\psi_0^*}{2} + \xi_T, \quad \xi_T = \sqrt{\frac{\psi_0^{*2}}{4} + \frac{2}{3} L_2 |M^*|}. \quad (4.48)$$

Похідна за часом від  $\psi^*$  знаходиться у вигляді

$$\dot{\psi}^* = \frac{L_2 \dot{M}^* \text{sign}(M^*)}{3\xi_T}. \quad (4.49)$$

З (4.30) і (4.44) та представленого аналізу стійкості слідує, що обрана траєкторія заданого потокозчеплення (4.48) задовольняє умові усталеного режиму (4.47) і має обмежену похідну. Відповідно, всі три цілі керування СО1 – СО3 досягаються.

Базуючись на даному результаті, більш загальне рішення для формування заданого потокозчеплення може бути запропоновано. Підсистема регулювання потокозчеплення при струмовому керуванні представляє собою фільтр першого

порядку, в той час як підсистема моменту не має власної динаміки. Тому, для зменшення сплесків струму збудження  $i_{ld}$  при відпрацюванні «швидких» траєкторій моменту, необхідно застосовувати додаткові фільтри для сигналу заданого поточкозчеплення. Одне з можливих рішень може бути знайдене з використанням рівнянь (4.30), (4.35) (або з (4.44) (4.40) для алгоритму прямого векторного керування при  $\tilde{\psi}(t) \equiv 0$ ) у вигляді нелінійної динамічної системи, [199]

$$\dot{\psi}^* = -\alpha\psi^* + \frac{2}{3} \frac{\alpha L_2 |M^*|}{\psi^*} + \alpha\psi_0^*. \quad (4.50)$$

В більш загальному випадку, задане поточкозчеплення може визначатися як вихід згладжуючого фільтру, в якому вхідним сигналом  $\psi^r$  є значення поточкозчеплення, розраховане за формулою (4.48). Такий фільтр дозволяє виконувати реконструкцію похідних від заданого сигналу, що зменшує обчислювальне навантаження на керуючий контролер. Зокрема можна використати фільтр другого порядку заданий рівняннями

$$\begin{aligned} \psi^* &= \zeta, \\ \dot{\zeta} &= \zeta_1, \\ \dot{\zeta}_1 &= -k_1\zeta_1 - k_2\zeta + k_2\psi^r, \end{aligned} \quad (4.51)$$

де  $k_1$  і  $k_2$  – коефіцієнти налаштування фільтру. Обираючи одиничний коефіцієнт демпфування, при співвідношенні  $k_2 = k_1^2 / 4$ , умова  $\psi^* > 0$  забезпечується. Фільтр (4.51) дозволяє реконструювати першу і другу похідні від сигналу задання поточкозчеплення  $\psi^*$  (друга похідна необхідна для алгоритму керування повного порядку, який буде синтезовано далі). За необхідності, швидкодія фільтру може бути заданою максимально високою за рахунок впливу на коефіцієнти налаштування. Достатньо високі коефіцієнти  $k_1$  та  $k_2$ , у відповідності до

теорії сингулярно вироджених систем [98], забезпечать завдання потокозчеплення відповідно до виразу (4.48).

Результуюча система керування моментом з МТРА має один вхід – завдання на момент  $M^*$  та три виходи: момент двигуна  $M$ , кутове положення та модуль вектора потокозчеплення ротора.

Необхідно відмітити, що алгоритми керування при прямій та непрякій орієнтації забезпечують однакові показники якості керування при однакових траєкторіях завдання.

В наступному підрозділі розв'язок задачі керування зниженого порядку (за умов струмового керування) розповсюдимо на випадок керування повного порядку.

#### 4.3.5 Алгоритм керування моментом і потокозчепленням повного порядку

В попередньому підрозділі при синтезі алгоритмів векторного керування використовувалося припущення про струмове керування, тобто струми  $i_{ld}$  та  $i_{lq}$  є сигналами керування. Струми розраховані за виразами (4.30), (4.35) для непрямого, та (4.44), (4.40) для прямого керування описують лише їх бажану динамічну поведінку для моделі (4.3). В реальному електроприводі (4.30), (4.35), (4.44), (4.40) для відпрацювання заданих траєкторій зміни компонент струму статора  $i_d^*$  та  $i_q^*$  необхідно спроектувати швидкодіючі регулятори струмів, які б забезпечили в реальній системі умови, наближені до умов струмового керування.

В даному підрозділі з використанням зворотної покрокової процедури проектування [214] розроблено систему прямого векторного керування моментом та модулем вектора потокозчеплення повного порядку. Необхідно відзначити, що процедура синтезу регуляторів струму є однаковою для систем прямого і непрямого векторного керування.

Для відпрацювання компонент вектора струму статора використаємо наступні регулятори:

$$u_{1d} = \sigma \left( \gamma i_d^* - \omega_0 i_{1q} - \alpha \beta \hat{\psi} + \dot{i}_d^* - k_{ipd} \tilde{i}_d \right), \quad (4.52)$$

$$u_{1q} = \sigma \left( \gamma i_q^* + \omega_0 i_{1d} + \beta \omega \hat{\psi} + \dot{i}_q^* - k_{ipq} \tilde{i}_q + x_q \right), \quad (4.53)$$

$$\dot{x}_q = -k_{iiq} \tilde{i}_q.$$

Необхідно відмітити, що похідні від заданих струмів в (4.52), (4.53) є відомими функціями  $\dot{M}^*$  і  $\ddot{M}^*$  у відповідності до припущення А2.

Розглянемо модифікований спостерігач вектора потокозчеплення, заданий рівняннями

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\psi}} &= -\alpha \hat{\psi} + \alpha L_m i_{1d}, \\ \dot{\hat{\epsilon}}_0 &= \omega_0 = \omega + \frac{\alpha L_m i_{1q}}{\hat{\psi}} + \frac{\gamma_1 \beta \omega \tilde{i}_d}{\hat{\psi}}. \end{aligned} \quad (4.54)$$

де  $\gamma_1 > 0$  коригуючий коефіцієнт. Важливо відмітити, що коригуючий зв'язок  $\gamma_1 \beta \omega \tilde{i}_d / \hat{\psi}$  забезпечує підсистемі регулювання потокозчеплення властивості замкненої системи, відповідно спостерігач (4.54) є робастним по відношенню до варіацій активного опору ротора, якщо  $\omega \neq 0$ , [97], .

З (4.3), (4.52) – (4.54) динаміка похибок оцінювання та регулювання визначається трьома підсистемами

- підсистема оцінювання потокозчеплення

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d - \gamma_1 \beta \omega \tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id} \tilde{i}_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q; \end{aligned} \quad (4.55)$$

- підсистема регулювання оціненого потокозчеплення



$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{e}}_{\psi} &= -(\alpha + k_{\psi})\mathbf{e}_{\psi} - \mathbf{x}_{\psi} + \alpha L_m \tilde{\mathbf{i}}_d, \\ \dot{\mathbf{x}}_{\psi} &= k_{\psi i} \mathbf{e}_{\psi};\end{aligned}\tag{4.56}$$

- підсистема регулювання моменту

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{i}}}_q &= -k_{iq} \tilde{\mathbf{i}}_q + \alpha \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d + \mathbf{x}_q, \\ \dot{\mathbf{x}}_q &= -k_{iiq} \tilde{\mathbf{i}}_q;\end{aligned}\tag{4.57}$$

де  $k_{id} = \gamma + k_{ipd}$ ,  $k_{iq} = \gamma + k_{ipq}$ .

Для дослідження стійкості системи (4.55) – (4.57) спочатку розглянемо для підсистеми потокозчеплення (4.55) наступну кандидатуру на функцію Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2} [\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2 + \gamma_1 \tilde{\mathbf{i}}_d^2] > 0.\tag{4.58}$$

Похідна за часом від (4.58) вздовж траєкторій (4.55) може бути записана як

$$\dot{V} = -\alpha \tilde{\psi}_d^2 - \alpha \tilde{\psi}_q^2 - \gamma_1 k_{id} \tilde{\mathbf{i}}_d^2 + \gamma_1 \alpha \beta \tilde{\mathbf{i}}_d \tilde{\psi}_d.\tag{4.59}$$

При виконанні умови

$$k_{id} > \frac{\gamma_1 \alpha \beta^2}{4},\tag{4.60}$$

функція (4.58) є функцією Ляпунова задовольняючи умову

$$V > 0, \dot{V} < 0.\tag{4.61}$$

У відповідності до критерію стійкості систем за Ляпуновим можна зробити висновок, що точка рівноваги

$$\left( \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d \right)^T = 0 \quad (4.62)$$

є глобально експоненційно стійкою. Оскільки підсистеми (4.55), (4.56), (4.57) включені послідовно (див. рис. 4.13), то при обмеженій кутовій швидкості  $\omega$  точка рівноваги

$$\left( \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d \right)^T = 0, \left( \tilde{i}_q, x_q \right)^T = 0, \left( e_\psi, x_\psi \right)^T = 0$$

є глобально експоненційно стійкою. Це означає, що похибка відпрацювання моменту  $\tilde{M}(M^*, \tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)$  експоненційно затухає в нуль, при одночасному забезпеченні асимптотичного полеорієнтування і умов МТРА в усталених режимах роботи, тобто цілі керування (CO1)-(CO3) досягаються.

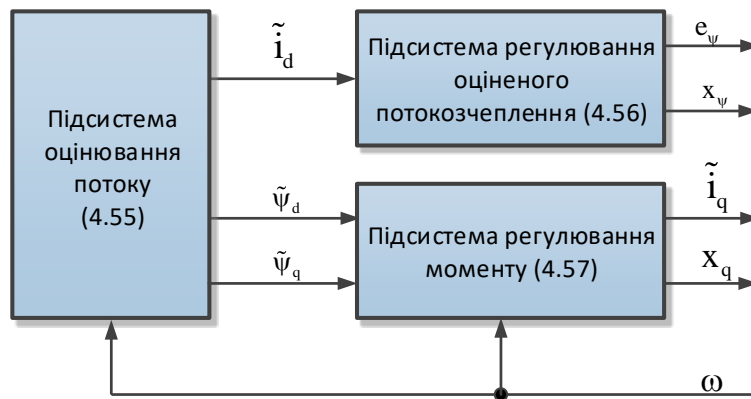


Рис. 4.13. Структура динаміки похибок

Параметрами налаштування контролера (4.44), (4.52) – (4.54) є пропорційний  $k_{\psi p}$  та інтегральний  $k_{\psi i}$  коефіцієнти регулятора потокозчеплення, пропорційні  $k_{ipd}$ ,  $k_{ipq}$  та інтегральний  $k_{iiq}$  коефіцієнти регуляторів струму, коригуючий коефіцієнт спостерігача вектора потокозчеплення  $\gamma_1$ . Для лінійних систем другого порядку (4.56), (4.57) може використовуватися стандартна процедура налаштування, співвідношення між  $k_{ipd}$  та  $\gamma_1$  задається умовою (4.60).

Необхідно відмітити, що регулятори струмів повного порядку (4.52) і (4.53) потребують похідних від сигналів завдання струму. Це складні нелінійні функції, які залежать від траєкторії заданого моменту та її першої і другої похідних за часом. В реальних системах, при відпрацюванні плавних траєкторій заданого моменту, регулятори струмів можуть бути спрощені за рахунок нехтування похідними  $\dot{i}_d^*$ ,  $\dot{i}_q^*$ , компенсація яких буде виконана за рахунок «великих» коефіцієнтів контурів регулювання струму.

Для уникнення роботи двигуна в режимі насичення, діапазон зміни компоненти струму статора  $i_{ld}$  має бути обмежений так, щоб потокозчеплення не перевищувало номінального значення.

#### 4.3.6 Керування з МТРА при врахуванні кривої намагнічування

Алгоритми керування з МТРА, які синтезовані в попередніх підрозділах використовують припущення про лінійність магнітного кола електричної машини. На практиці, магнітне коло є нелінійним, тому зміна потокозчеплення призводить до виникнення похибок оцінювання та відпрацювання, а також до відхилення від умов МТРА. Для уникнення вказаних недоліків, в даному підрозділі запропоновано пряме векторне керування з МТРА при врахуванні кривої намагнічування.

Припустимо, що виконуються умови орієнтації за вектором потокозчеплення ротора при роботі усталеному режимі. В цьому випадку компонента потоку намагнічування по осі  $q$  є нехтувано малою, а струм ротора по осі  $d$  дорівнює нулю. Тоді,

$$i_m = i_{ld}, \quad \psi_m = |\psi|, \quad (4.63)$$

а рівняння моменту АД набуває вигляду

$$M = \mu_{lm} \psi(i_{ld}) i_{lq}, \quad \psi(i_{ld}) = L_m(i_{ld}) i_{ld}. \quad (4.64)$$

Визначимо співвідношення момент-струм як

$$\lambda_M = M/I_1. \quad (4.65)$$

Моментоутворююча складова струму статора відповідно до (4.64) записується, [199]

$$i_{lq} = \frac{M}{\mu_{lm} L_m(i_{ld}) i_{ld}}, \quad (4.66)$$

вдповідно

$$\lambda_M = \frac{M \mu_{lm} L_m(i_{ld}) i_{ld}}{\sqrt{i_{ld}^4 \mu_{lm}^2 L_m^2(i_{ld}) + M^2}}. \quad (4.67)$$

Для визначення залежності струму збудження від моменту  $\eta(|M|)$ , при якому досягається максимізація  $\lambda_M$  необхідно розв'язати рівняння

$$\frac{\partial \lambda_M}{\partial i_{ld}} = 0 \quad (4.68)$$

З метою уникнення виродженості алгоритму керування при  $\eta(0)=0$ , результуюча залежність  $i_{ld}(M)$  набуває вигляду

$$i_{ld} = \eta_0 + \eta(|M|), \quad (4.69)$$

де  $\eta_0$  – мале значення струму  $i_{ld}$  для забезпечення початкового збудження. Рівняння (4.69) максимізує співвідношення момент-струм в усталеному режимі роботи (коли  $M = \text{const}$  та припускаючи, що  $\mu_{lm} = \text{const}$ ).

Оскільки аналітичний вираз для  $L_m(i_{ld})$  відсутній, то й аналітичного розв'язку (4.68) знайти неможливо. Тому для знаходження залежності (4.69) на практиці необхідно використовувати чисельні методи.

За наявності статичної залежності (4.69) можливо побудувати спрощений алгоритм прямого векторного керування, в якому значення заданого струму  $i_d^*$  формується напряду з використанням виразу (4.69), без реалізації регулятора потокозчеплення (4.44). Таке рішення є доцільним, коли статичні режими роботи є переважаючими, або момент двигуна змінюється повільно, тобто коли відсутня необхідність в швидкому регулюванні модуля вектора потокозчеплення.

В загальному випадку, на основі залежності (4.69) розраховується залежність для оптимального значення потокозчеплення від моменту

$$\psi_o(|M|) = \psi_o^* + L_m(i_m)\eta(|M|), \quad (4.70)$$

на основі якої з використанням фільтру (4.51) формуються сигнали  $\psi^*, \dot{\psi}^*, \ddot{\psi}^*$ . Така структура керування є узагальненою, містить регулятор потокозчеплення (4.44), що дозволяє провести специфікацію швидкодії процесів регулювання потокозчеплення.

У якості прикладу, на Рис. 4.14 наведено криві намагнічування  $\psi_m(i_m)$ , залежності  $L_m(i_m)$  а також МТРА залежності (4.69) для  $i_{ld}$  і оптимального потокозчеплення  $\psi_o(M)$  (4.70), які розраховані для двигуна АД№4, [199]. Криві оптимального потокозчеплення для АД №1 показані на рис. 4.14 (залежність (4.70) суцільною лінією, залежність (4.48) – пунктирною).

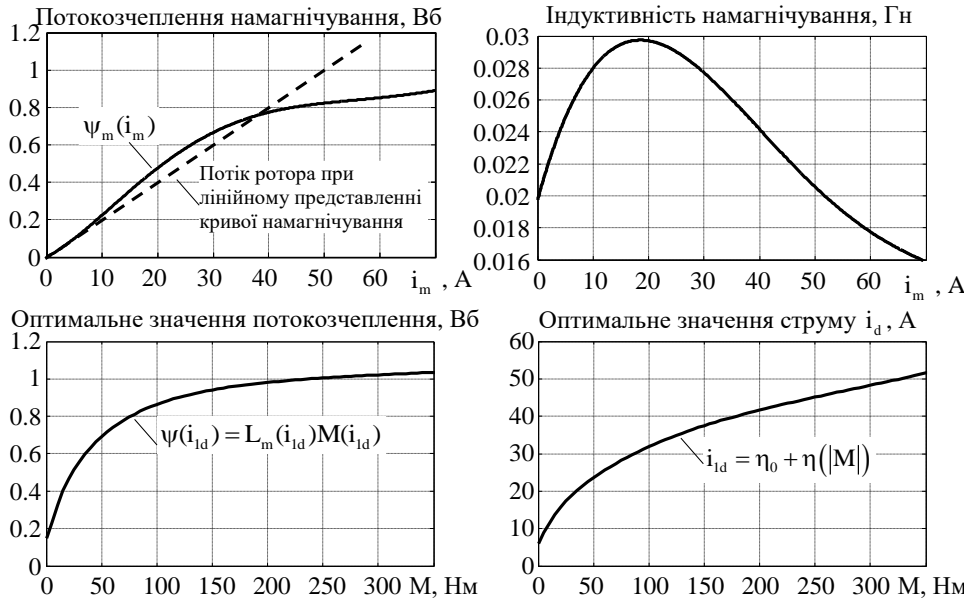


Рис. 4.14. Крива намагнічування,  $L_m(i_{ld})$  та оптимальні залежності для АД №4

Необхідно відмітити, що для насиченого АД стандартна МТРА залежність  $i_{ld} = i_{lq}$  не діє. Для забезпечення максимізації  $\lambda_M$  задане потокозчеплення має розраховуватися з використанням оптимальних залежностей (4.69) або (4.70).

Повні рівняння алгоритму векторного керування з МТРА та врахуванням кривої намагнічування задаються:

спостерігачем потокозчеплення

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\psi}} &= -\alpha_m \hat{\psi} + \alpha L_m i_{ld} \\ \dot{\hat{\varepsilon}}_0 &= \omega_0 = \omega + \frac{\alpha L_m i_{lq}}{\hat{\psi}} + \frac{\gamma_l \beta_m \omega \tilde{i}_d}{\hat{\psi}} \end{aligned} \quad (4.71)$$

регулятором моменту

$$i_q^* = M^* / \mu_1 \hat{\psi}. \quad (4.72)$$

регулятором потокозчеплення

$$\dot{i}_q^* = (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^* - k_\psi e_\psi - x_\psi) / \alpha L_m \quad (4.73)$$

$$\dot{x}_\psi = k_{\psi i} e_\psi$$

фільтром заданого потокозчеплення

$$\begin{aligned} \psi^* &= \zeta, \\ \dot{\zeta} &= \zeta_1, \\ \dot{\zeta}_1 &= -k_1 \zeta_1 - k_2 \zeta + k_2 \psi_o(|M|), \end{aligned} \quad (4.74)$$

$$\psi_o(|M|) = \psi_o^* + L_m(i_m) \eta(|M|)$$

контурами регулювання струму

$$u_{1d} = \sigma_m (\gamma_m \dot{i}_d^* - \omega_0 i_{1q} - \alpha_m \beta_m \hat{\psi} + \dot{i}_d^* - k_{ipd} \tilde{i}_d) \quad (4.75)$$

$$u_{1q} = \sigma_m (\gamma_m \dot{i}_q^* + \omega_0 i_{1d} + \beta_m \omega \hat{\psi} + \dot{i}_q^* - k_{ipq} \tilde{i}_q + x_q) \quad (4.76)$$

$$\dot{x}_q = -k_{iiq} \tilde{i}_q$$

Врахування кривої намагнічування відбувається в самому алгоритмі векторного керування за рахунок використання залежних від потокозчеплення констант у відповідності до виразів (4.4) – (4.8), а також при формуванні МТРА оптимізації у відповідності до залежності (4.69) або (4.70).

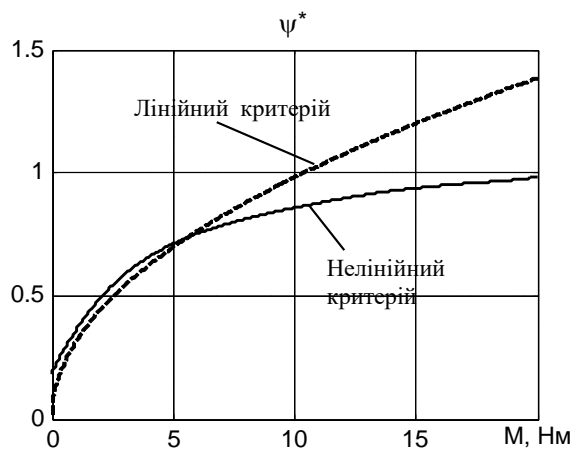


Рис. 4.15. Оптимальний потік для АД №1

Важливо відмітити, що найбільш критичним є врахування залежних від струму намагнічування параметрів у спостерігачі потокозчеплення, який безпосередньо оцінює величину модуля та кутове положення вектора потокозчеплення ротора. Неврахування кривої намагнічування призводить до похибок оцінювання і порушення умов полеорієнтування. Неврахування залежних від струму намагнічування параметрів в рівняннях регуляторів струмів є значно менш критичним, оскільки похибки регулювання струмів, які при цьому виникають будуть ефективно компенсовані регуляторами з «великими» коефіцієнтами підсилення.

Структурну схему алгоритму векторного керування з МТРА оптимізацією та врахуванням кривої намагнічування, заданого рівняннями (4.71) – (4.76) показано на рис. 4.16, [199]. Обчислювач індуктивності намагнічуючого контуру може бути реалізований з використанням рівнянь (4.18).

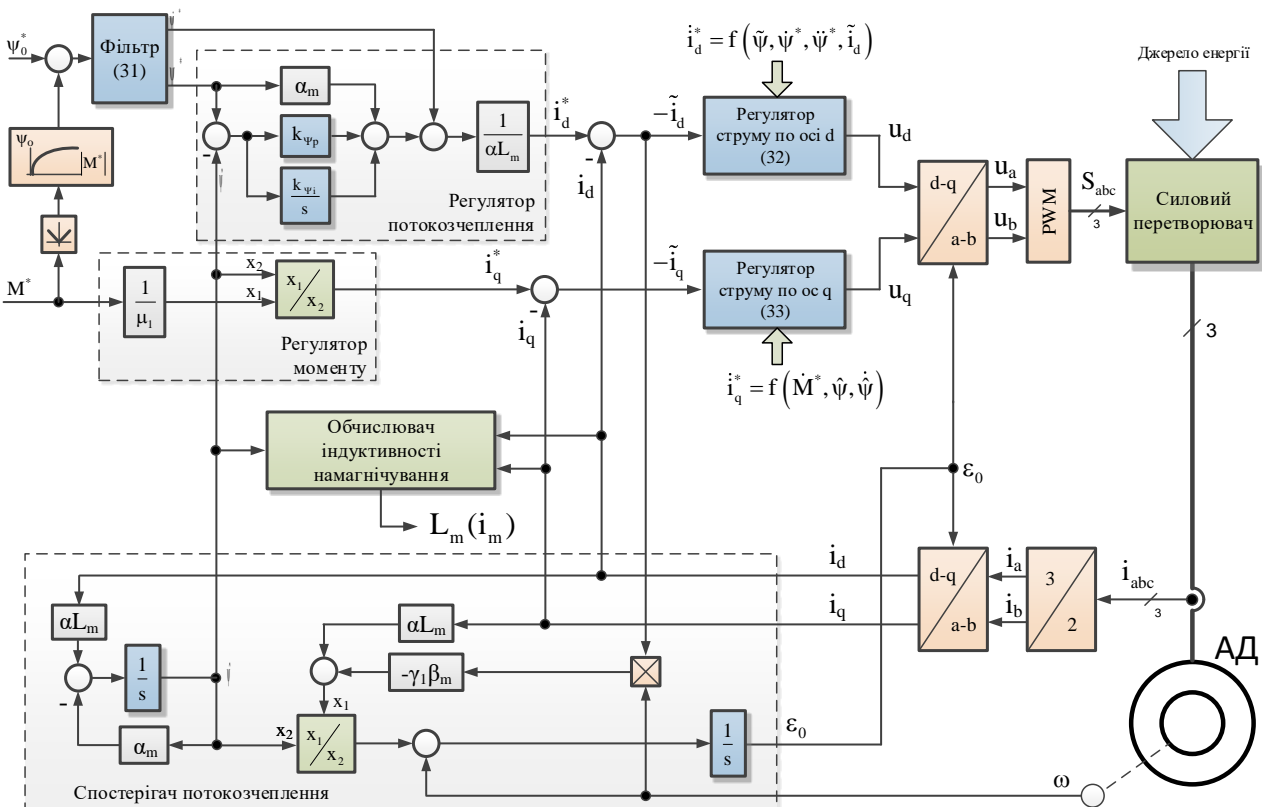


Рис. 4.16. Структурна схема алгоритму векторного керування з МТРА оптимізацією та врахуванням кривої намагнічування



#### 4.3.7 Керування кутовою швидкістю з МТРА оптимізацією

В даному підрозділі розглянемо розширення алгоритму керування моментом, заданого рівняннями (4.71) – (4.76) на випадок регулювання кутової швидкості.

Припустимо, що задана траєкторія кутової швидкості є гладкою обмеженою функцією з відомими першими двома похідними, момент навантаження невідомий, але постійний. В умовах цих припущень, регулятор швидкості [215] в комбінації з запропонованою експоненційно асимптотично стійкою підсистемою відпрацювання моменту потокозчеплення (4.71) – (4.76) забезпечує асимптотичне відпрацювання кутової швидкості та оцінювання постійного невідомого моменту навантаження. Регулятор кутової швидкості [215] задається

$$\begin{aligned} M^* &= J(\xi + \dot{\omega}^* + \hat{M}_c), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \\ \dot{\xi} &= -\frac{\xi}{\tau} - \frac{k_{\omega}}{\tau} \tilde{\omega}, \end{aligned} \tag{4.77}$$

де  $\tau$  – мала стала часу фільтра похибки відпрацювання кутової швидкості.

Лінійний фільтр першого порядку введено в (4.77) з метою отримання похідної від траєкторії заданого моменту, необхідної для реалізації регулятора моменту. Якщо регулятори струму вимагають другої похідної від заданого сигналу моменту, то необхідно застосувати фільтр другого порядку. Динаміка контуру регулювання швидкості при дії регулятора (4.77) описується лінійною системою третього порядку [215], яка має три параметри налаштування  $k_{\omega}$ ,  $k_{\omega i}$ ,  $\tau$  вибором яких завжди можна забезпечити умови асимптотичної стійкості та необхідні показники якості регулювання кутової швидкості.

#### **4.4 Алгоритм бездавачевого керування координатами асинхронного двигуна з максимізацією співвідношення момент-струм**

Властивості асимптотичного відпрацювання заданих траєкторій модуля вектора потокозчеплення та розв'язка процесів керування цими координатами які забезпечуються алгоритмом бездавачевого керування (3.113) – (3.119), дають можливість напряму застосувати результати розробки методу керування моментом АД з максимізацією співвідношення момент-струм.

Алгоритм бездавачевого керування моментом АД з максимізацією співвідношення момент-струм задається рівняннями алгоритму бездавачевого керування (4.19) – (4.21), (4.23) – (4.25), регулятором моменту (4.72), фільтром (4.74) та оптимальною залежністю (4.70). Як і у випадку МТРА керування з датчиком швидкості, підсистема потокозчеплення може виконуватися в спрощеному вигляді, коли струм збудження формується з використанням оптимальної залежності (4.69)

#### **4.5 Дослідження алгоритмів векторного керування з максимізацією співвідношення момент-струм**

##### **4.5.1. Дослідження МТРА алгоритмів керування методом математичного моделювання**

На першому кроці виконано порівняльне дослідження алгоритмів векторного керування з МТРА оптимізацією (далі МТРА) і векторного керування при постійному потокозчепленні (далі ВКПП) за припущення про лінійність кривої намагнічування. Метою дослідження є встановлення рівня похибок відпрацювання моменту в системі векторного керування з датчиком швидкості, які виникають внаслідок нелінійності кривої намагнічування АД. Для цього використано наступну послідовність операцій керування двигуном: на інтервалі часу 0.5 с двигун збуджується до значення  $\psi_0^* = 0.02$  Вб при використанні МТРА алгори-

тму з лінійним критерієм ( $\psi_0^* = 0.2$  Вб при нелінійному, див. рис. 4.15), і до 0.92 Вб при використанні ВКПП; при  $t=0.5$  с від двигуна вимагається відпрацювати повільну траєкторію моменту, яка починається з нульового значення і досягає величини 20 Нм (130% від номінального значення); при виконанні тестів кутова швидкість ротора зафіксована на нульовому рівні.

Значення параметрів налаштування алгоритму бездавачевого керування встановлено наступними:  $k_{ipd} = k_{ipq} = 700$ ,  $k_{ii} = 122.5 \cdot 10^3$ ;  $k_{\psi} = 100$ ,  $k_{\psi i} = 5000$ ,  $\gamma_1 = 0.025$ .

Графіки перехідних процесів при виконанні тесту з двигуном, що має лінійне магнітне коло показано на рис. 4.17. Як слідує з представлених графіків, обидва типи керування забезпечують асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту та модуля вектора потокозчеплення ротора, при цьому модуль струму та втрати активної потужності при дії алгоритму МТРА є меншими протягом всього тесту.

Перехідні процеси похибок відпрацювання моменту та модуля вектора потокозчеплення при виконанні тесту з двигуном, який має нелінійну криву намагнічування показано на рис. 4.18. Внаслідок того, що ВКПП працює з постійним потокозчепленням, похибка його відпрацювання, яка зумовлена кривою намагнічування, виникає лише на етапі збудження двигуна і сходиться до нуля при досягненні номінального потокозчеплення. Відповідно відпрацювання заданої траєкторії моменту з використанням ВКПП також відбувається асимптотично.

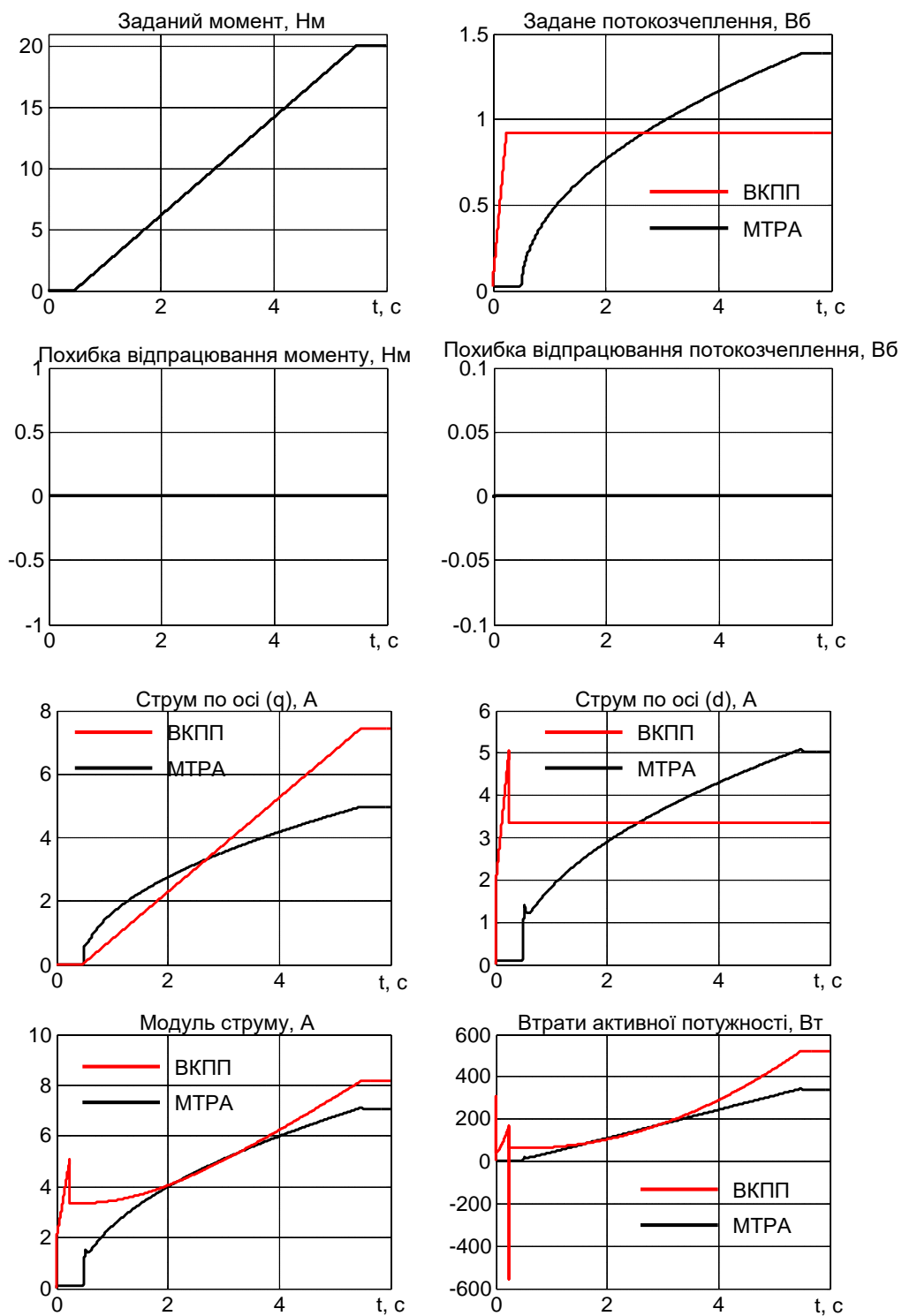


Рис. 4.17. Графіки перехідних процесів при лінійному магнітному колі двигуна

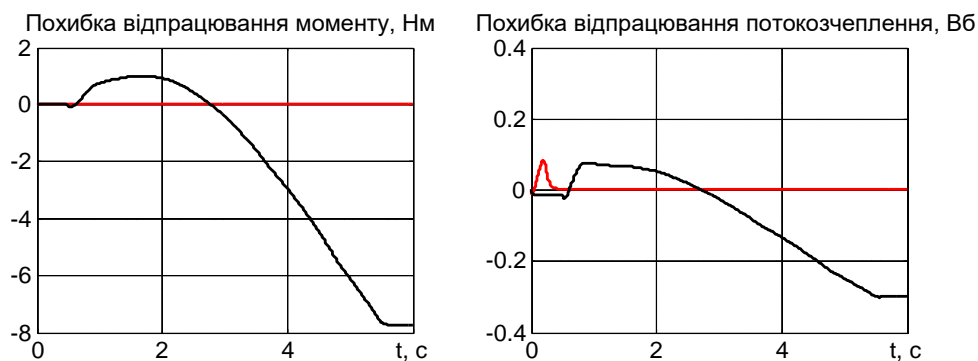


Рис. 4.18. Графіки перехідних процесів при наявності кривої намагнічування в двигуні

В той же час алгоритм МТРА оптимізацією змінює потокозчеплення двигуна в залежності від моменту, тому внаслідок наявності кривої намагнічування виникає значна похибка відпрацювання потокозчеплення, і, як наслідок, похибка відпрацювання моменту на рівні 8 Нм (близько 50 % від номінального). Тобто асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту і потокозчеплення не досягається. При цьому найбільша похибка виникає в зоні насичення магнітної системи двигуна.

Врахування кривої намагнічування в алгоритмі МТРА дозволяє повністю уникнути вказаної проблеми, що проілюстровано графіками перехідних процесів, рис. 4.19. Як видно з графіків похибок відпрацювання рис. 4.19, врахування кривої намагнічування забезпечило асимптотичність відпрацювання регульованих координат. При цьому струм статора і рівень активних втрат при використанні алгоритму МТРА є меншим ніж при використанні ВКПП. Графіки, модуля струму та втрат активної потужності, які показано на рис. 4.19 демонструють зону моментів двигуна, в якій МТРА оптимізація є ефективною. Для досліджуваного двигуна ця зона складає приблизно від нуля до 50% від номінального моменту.

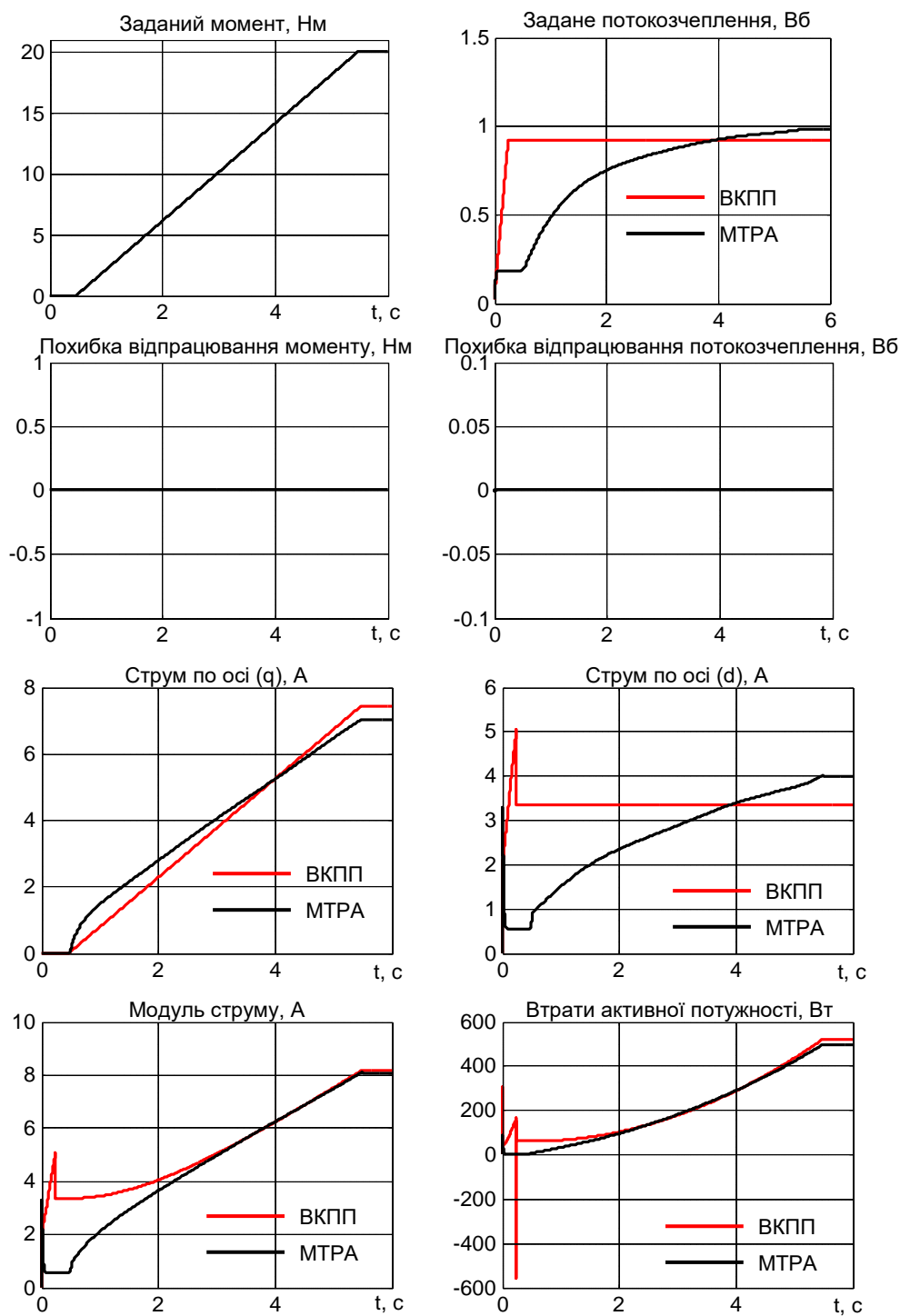


Рис. 4.19. Графіки перехідних процесів при врахуванні нелінійного характеру кривої намагнічування

#### 4.5.2 Експериментальні дослідження алгоритму керування моментом асинхронного двигуна з максимізацією співвідношення момент-струм без вимірювання механічних координат

Перший етап експериментальних досліджень системи бездавачевого керування моментом АД виконано з двигуном АД №1 (потужністю 2.2 кВт) на експериментальній установці, описаній в підрозділі 6.4 з використанням методики непрямого вимірювання моменту двигуна, описаній в підрозділі 3.4.5.

При виконанні тестів використано наступну послідовність операцій керування: на початковому інтервалі часу  $0 \dots 0.5$  с АД збуджується до значення потокозчеплення  $\psi^*(0) = 0.18$  Вб; починаючи з  $t = 0.5$  с від двигуна вимагається відпрацювати траєкторію заданого моменту, яка починається з нуля і досягає значення 15 Нм (номінальний момент) з першою похідною рівною 75 Нм/с; в час  $t = 1.5$  с заданий момент зменшується до нуля; на інтервалі часу  $2.5 \dots 3.5$  с від двигуна вимагається відпрацювати аналогічну трапецевидну траєкторію від'ємного моменту, як це показано на рис. 4.20. При тестах алгоритмів з МТРА задане потокозчеплення формувалося у відповідності до оптимальної залежності, показаної на рис. 4.15 з використанням фільтру (4.74) з  $k_1 = 100$ ,  $k_2 = 2500$ . Під час тестування алгоритмів керування, які працюють з постійним потокозчепленням, збудження відбувалося з використанням заданої траєкторії потокозчеплення, яка починається з  $\psi^*(0) = 0.02$  Вб і протягом 0.25 с досягає значення 0.92 Вб без подальшої зміни. Під час виконання всіх тестів з МТРА алгоритмами було враховано криву намагнічування АД, а коефіцієнти налаштування алгоритму бездавачевого керування встановлено наступними: коефіцієнти ПІ регуляторів струму  $k_i = 700$ ,  $k_{ii} = 122.5 \cdot 10^3$ ; коефіцієнти ПІ регулятора потокозчеплення  $k_\psi = 100$ ,  $k_{\psi i} = 5000$ ; коефіцієнти спостерігачів струмів статора  $k_{od} = 300$ ,  $k_{oq} = 300$ ; коефіцієнт спостерігача кутової швидкості ротора  $k_{oi} = 245000$ ; коригуючий коефіцієнт підсистеми потокозчеплення  $\gamma_1 = 70$ .

Графіки перехідних процесів при виконанні тесту в системі векторного керування з вимірюванням кутової швидкості показано на рис. 4.21. Як слідує з графіків кутової швидкості, яка є індикаторною змінною, форма моменту двигуна відповідає трапеції завдання як при постійному потокозчепленні, так і при МТРА оптимізації. Припускаючи, що система векторного керування з вимірюванням кутової швидкості забезпечує в умовах експерименту асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту, будемо розглядати сигнал кутової швидкості, показаний на рис. 4.21 як еталонний для перевірки показників якості систем бездавачевого векторного керування.

Перехідні процеси при виконанні тесту в системі бездавачевого векторного керування представлено на рис. 4.22. Порівнюючи графіки, які показано на рис. 4.22 та рис. 4.21, встановлюємо практично повну ідентичність динамічної поведінки кутової швидкості. Це свідчить про те, що в системі бездавачевого керування з МТРА, як і в системі з постійним потокозчепленням, заданий момент відпрацьовується з тими ж показниками якості, що і в системі з датчиком швидкості.

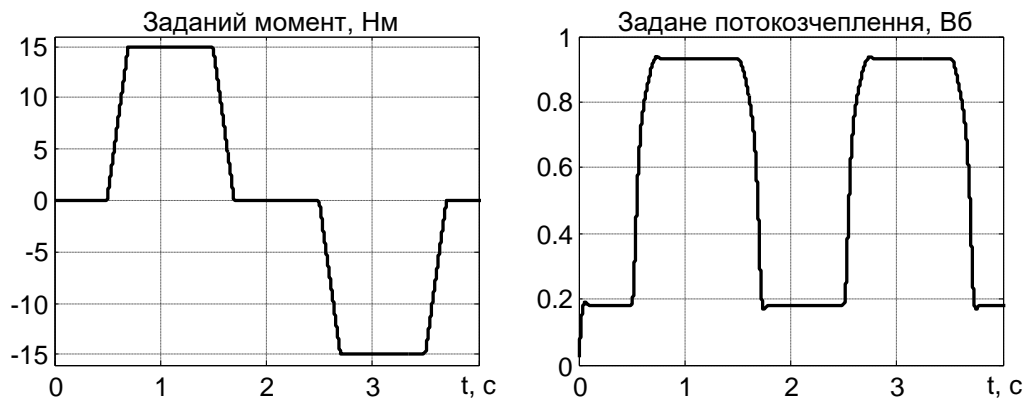


Рис. 4.20. Послідовність операцій керування



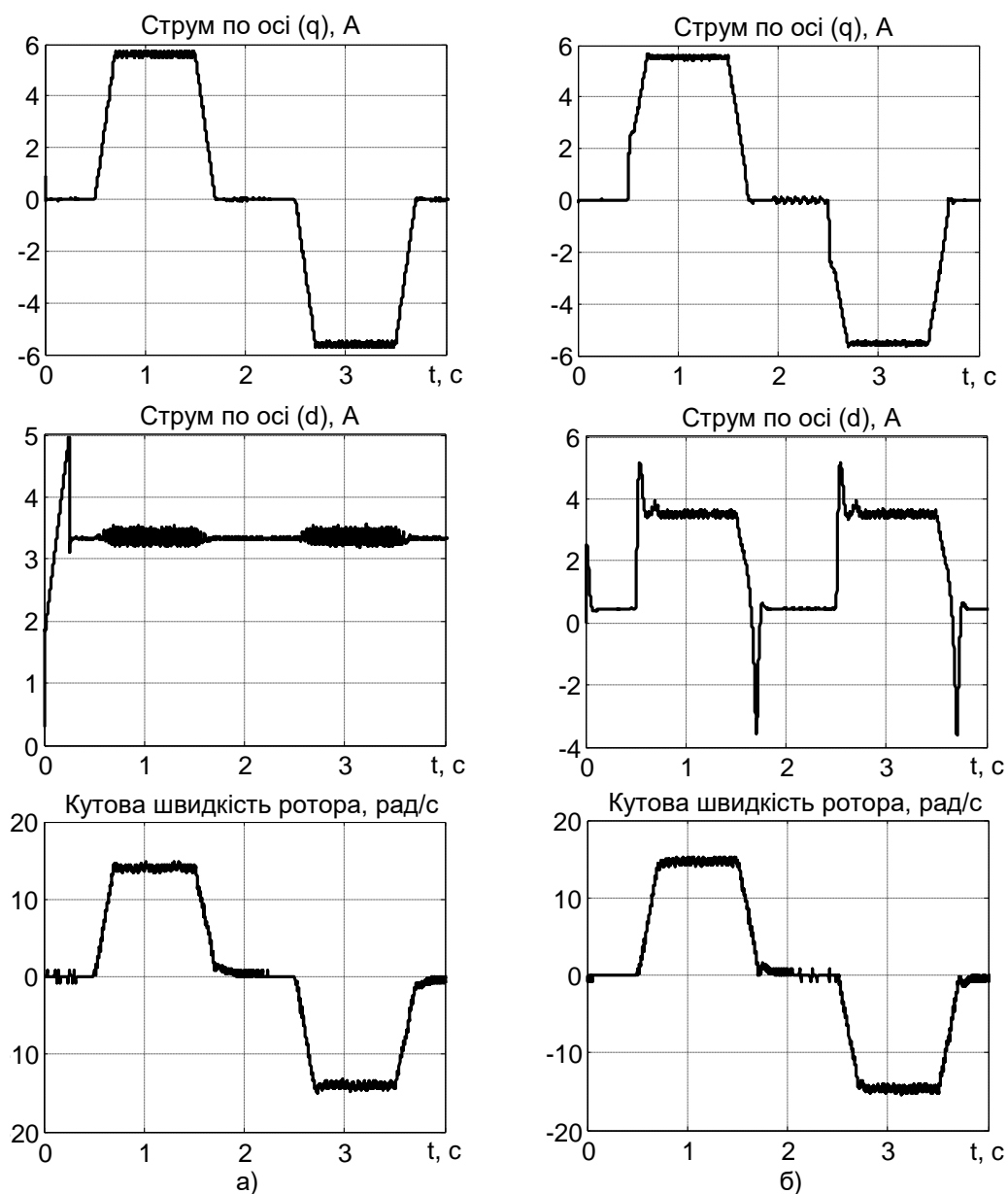


Рис. 4.21. Графіки перехідних процесів в системі з вимірюванням кутової швидкості: а) при постійному потокозчепленні; б) при МТРА

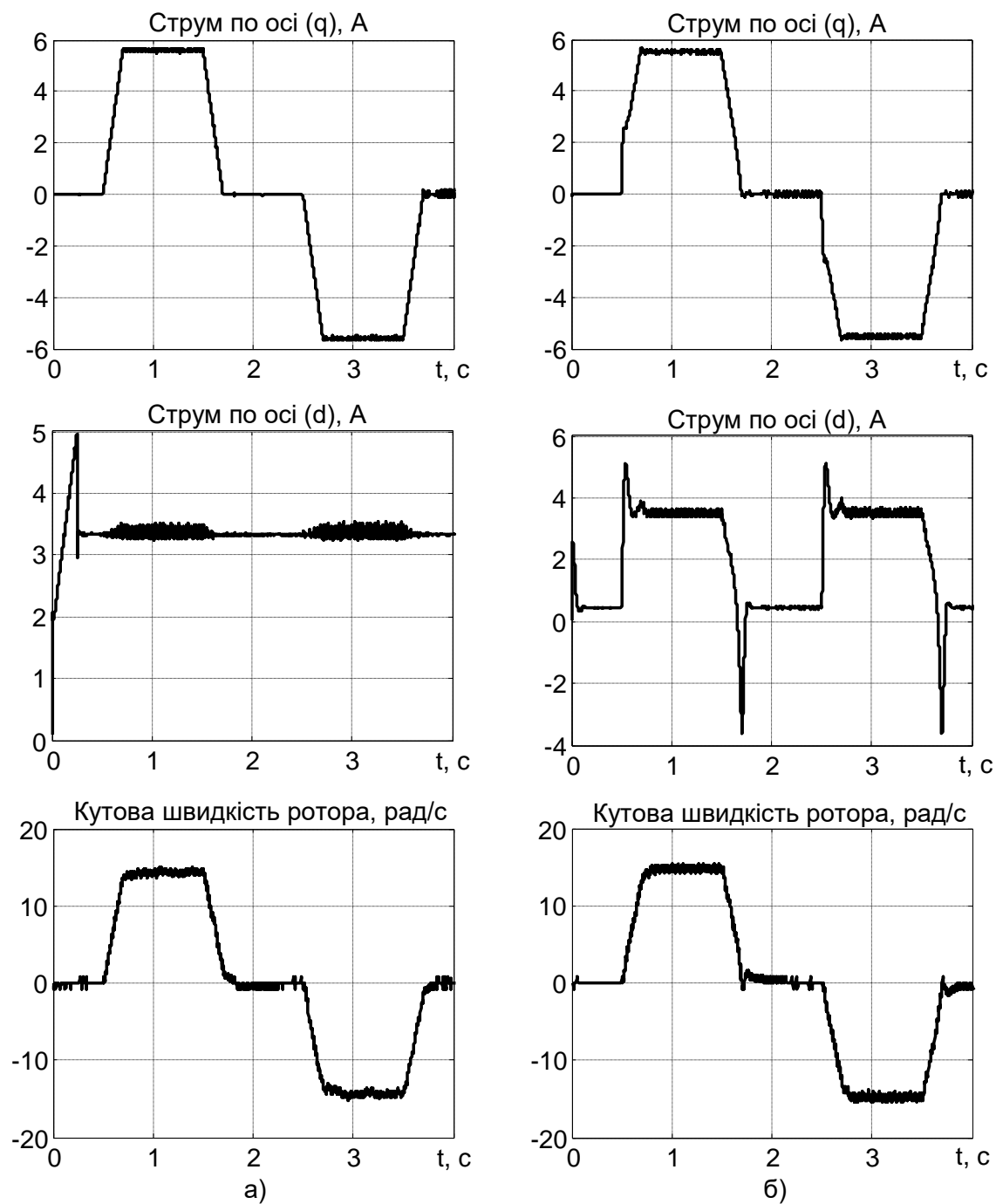


Рис. 4.22. Графіки перехідних процесів в системі без вимірювання кутової швидкості: а) при постійному потокозчепленні; б) при МТРА

З метою визначення діапазону зміни моменту, де МТРА оптимізація є ефективною, виконано додаткові тести при використанні послідовності операцій керування, яку показано на рис. 4.23. В цьому випадку траєкторія заданого моменту представляє собою набір сходинок величиною 3 Нм і тривалістю 1 с. Значення першої похідної по заданому моменту встановлено рівним 75 Нм/с.

Перехідні процеси компонент струму статора та кутової швидкості ротора в системах з вимірюванням кутової швидкості та без представлено на рис. 4.24. З ідентичності графіків перехідних процесів на рис. 4.24а і 4.24б можна зробити висновок, що показники якості керування моментом в обох системах знаходяться на однаковому рівні.

Перехідні процеси модуля струму статора в системі бездавачевого керування при постійному потокозчепленні та при МТРА оптимізації показані на рис. 4.25. З графіків модуля струму статора встановлюємо, що при моментах завдання нижче 12 Нм (75 % від номінального) система бездавачевого керування з МТРА оптимізацією забезпечує відпрацювання моменту при меншому струмі статора, ніж в системі з постійним потокозчепленням. Динамічні сплески струму при інтенсивній зміні потокозчеплення, як і в системі з датчиком швидкості, можуть бути зменшеними за рахунок впливу на параметри налаштування фільтра (4.74).

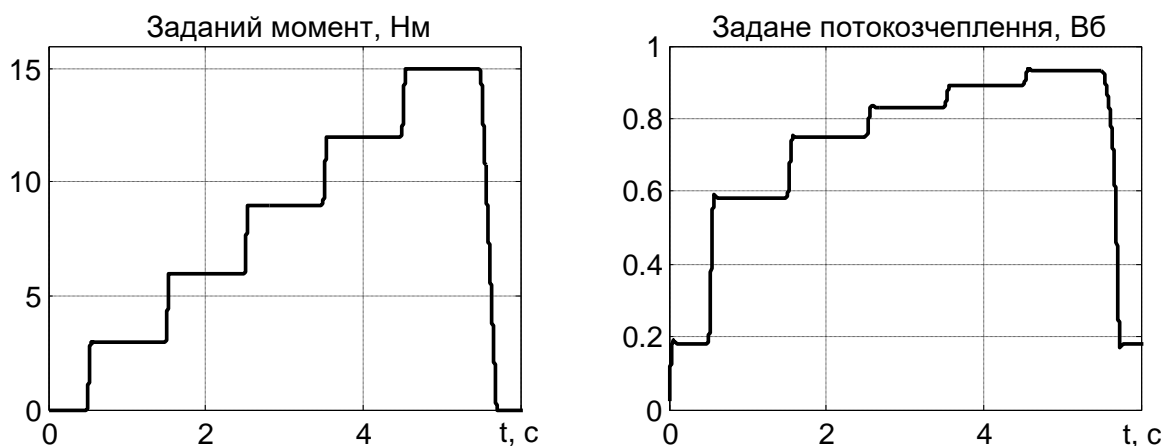


Рис. 4.23. Послідовність операцій керування

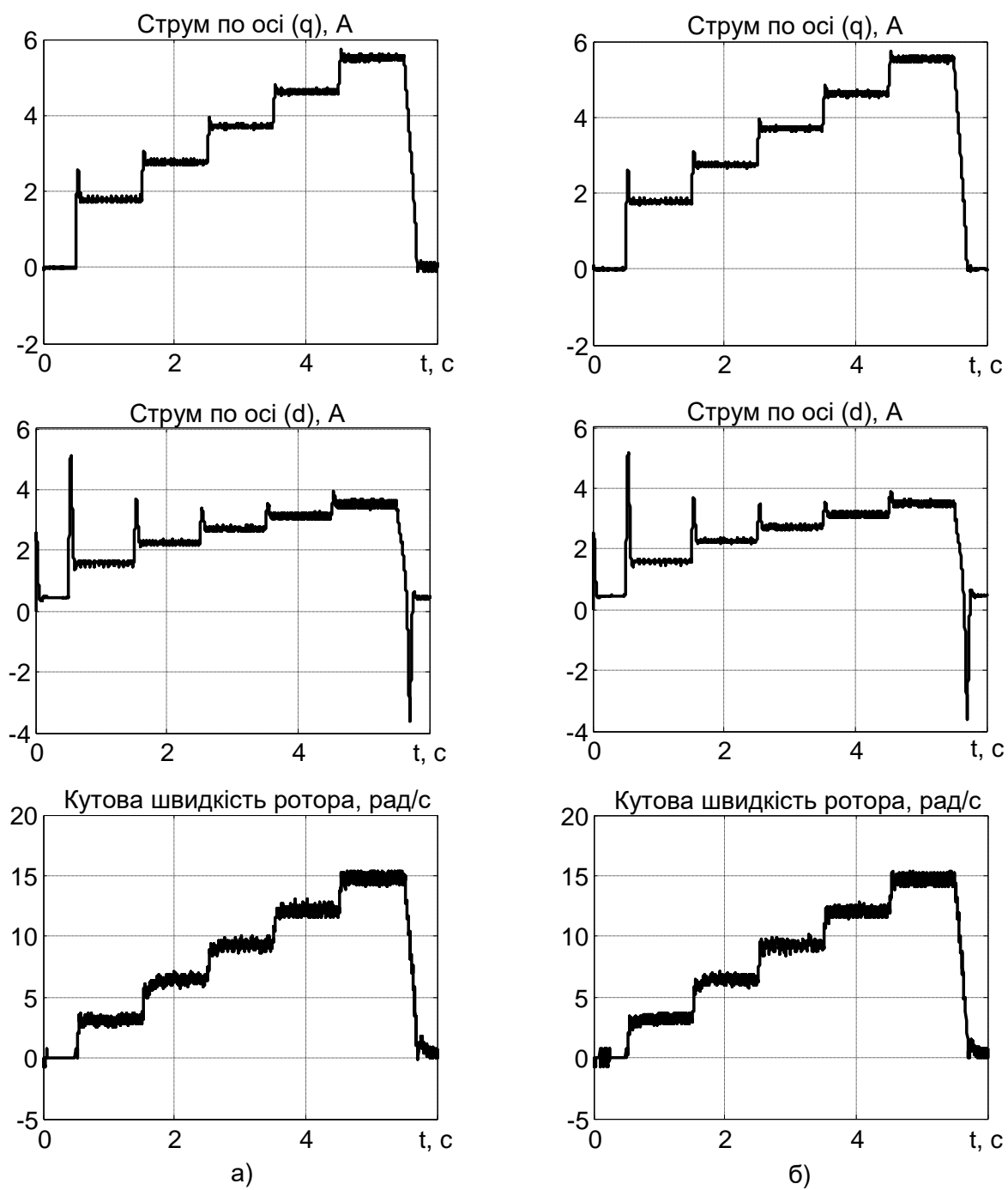


Рис. 4.24. Графіки перехідних процесів в системі: а) без вимірювання кутової швидкості; б) з датчиком швидкості

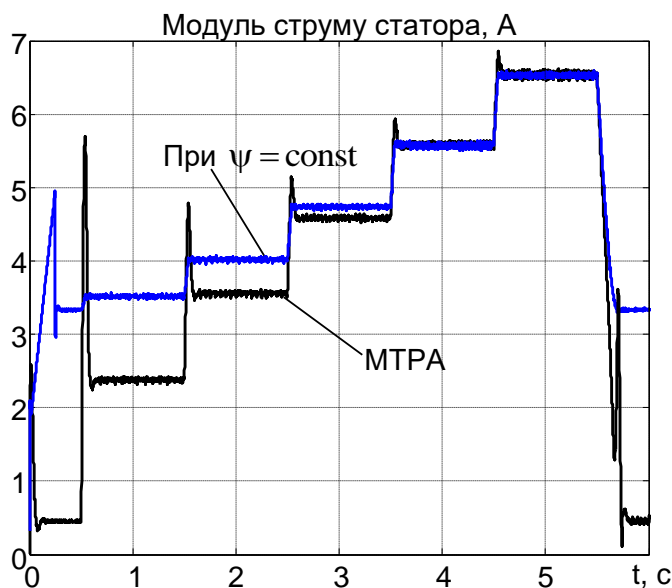


Рис. 4.25. Модуль струму статора в системі бездавачевого керування

На другому етапі виконано дослідження процесів відпрацювання моменту та кутової швидкості з АД №4, потужністю 50 кВт (параметри в Додатку Б, табл. Б4). До складу експериментальної установки, яку описано в підрозділі 6.4, входить машина постійного струму з незалежним збудженням потужністю 45 кВт, яка закріплена одному валу з досліджуваним АД. На час експерименту машина постійного струму використовувалася як навантаження для асинхронного двигуна з метою стабілізації кутової швидкості, [199]. Для цього вона переведена в режим динамічного гальмування, тобто якорь підключено на резистор, а обмотку збудження до зовнішнього джерела постійного струму. Така конфігурація забезпечує момент навантаження, який пропорційний до швидкості обертання, що дозволяє уникнути режиму втрати стійкості механічної системи при відпрацюванні траєкторій моменту, а також створювати момент навантаження при регулюванні кутової швидкості.

В режимі керування моментом порівнювалися два алгоритми: бездавачеве ВКПП та МТРА з нелінійним критерієм максимізації (4.69). Використовувалися наступні налаштування алгоритму бездавачевого керування: коефіцієнти ПІ регуляторів струму  $k_i = 700$ ,  $k_{ii} = 122.5 \cdot 10^3$ ; коефіцієнти ПІ регулятора потокоз-

чеплення  $k_{\psi} = 100$ ,  $k_{\psi i} = 5000$ ; коефіцієнти спостерігачів струмів статора  $k_{od} = 300$ ,  $k_{oq} = 300$ ; коефіцієнт спостерігача кутової швидкості ротора  $k_{oi} = 70000$ ; коригуючий коефіцієнт підсистеми потокозчеплення  $\gamma_1 = 200$ .

При виконанні тестів використано наступну послідовність операцій керування [199]: на початковому інтервалі ( $t < 1.5$  с) двигун збуджується до мінімального значення потокозчеплення  $\psi_0(0) = 0.18$  Вб; при  $t = 1.5$  с від двигуна вимагається відпрацювати задану траєкторію моменту у вигляді послідовних сходинок по 40 Нм (13% від номінального моменту) довжиною 3 с кожна; при  $t = 13.5$  с момент досягає значення 200 Нм (67% від номінального значення); при  $t = 16.5$  с завдання моменту знижується до нуля; на інтервалі часу з 20.5 с до 32 с формується завдання у вигляді синусоїдальної функції з амплітудою 80 Нм і кутовою частотою 0.8 рад/с. Така синусоїдальна траєкторія може розглядатися як повільна по відношенню до динаміки магнітної підсистеми АД №4. Задану траєкторію моменту показано на рис. 4.26а.

Перехідні процеси статорних струмів та кутової швидкості ротора показано на рис. 4.26в,г для алгоритму ВКПП та на рис. 4.26д,ж для МТРА відповідно. Так як графіки перехідних процесів кутової швидкості на рис. 4.26г і рис. 4.26ж є ідентичними, то можна зробити висновок, що момент двигуна при застосуванні обох алгоритмів також є однаковим. При цьому динамічна поведінка струмів статора є різною.

Графіки перехідних процесів модуля струму статора, відношення момент на Ампер, активної потужності та спожитої за тест електричної енергії показано на рис. 4.27

Графіки перехідних процесів на рис. 4.26 та рис. 4.27 демонструють переваги МТРА керування перед ВКПП. Зокрема з графіків перехідних процесів видно, що МТРА контролер забезпечує не тільки вище співвідношення момент-струм, але й зменшує споживання активної потужності, тим самим підвищуючи показники енергетичної ефективності електромеханічної системи. За час вико-

нання тесту система на основі ВКПП спожила 19.5 кДж енергії, в той час, як система з МТРА тільки 16.8 кДж, тобто на 16 % менше.

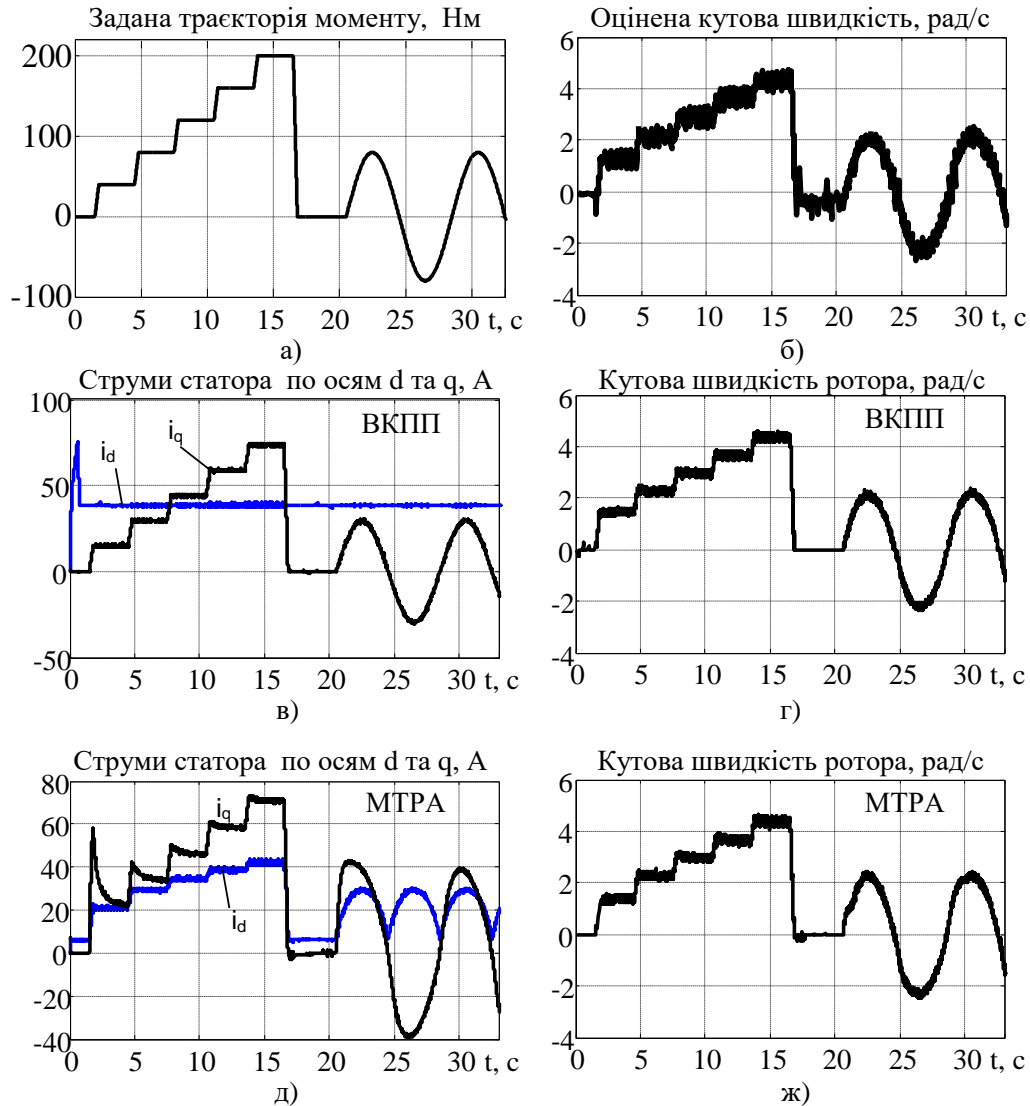


Рис. 4.26. Перехідні процеси при відпрацюванні моменту

Третя серія експериментів проведена для дослідження процесів відпрацювання кутової швидкості з одночасним досягненням умов МТРА. Для побудови системи регулювання кутової швидкості використано модифікований до бездавачевого варіанту алгоритм (4.77) з внутрішньою підсистемою регулювання моменту з МТРА. Параметри регулятора швидкості встановлено наступними:  $k_{\omega} = 60$ ,  $k_{\omega i} = 900$ ,  $\tau = 0.002$  с.

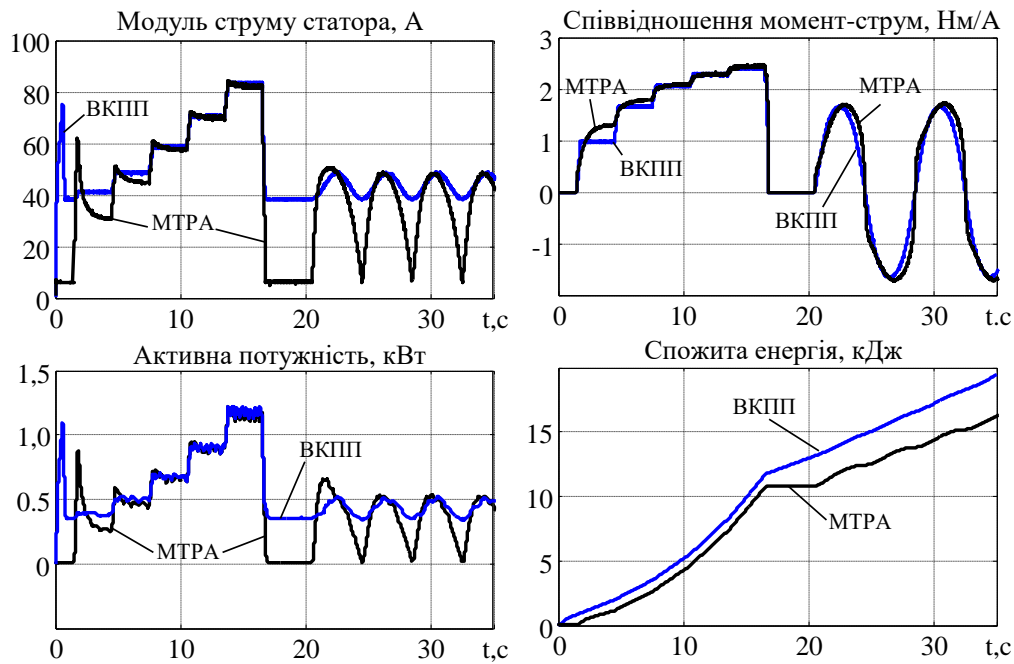


Рис. 4.27. Перехідні процеси модуля струму статора, співвідношення момент-струм, активної потужності та спожитої енергії

Тест проведено за наступною послідовністю операцій керування: відбувається збудження двигуна, протягом початкового інтервалу часу ( $t < 2.5$  с) двигун обертається на малій швидкості  $\omega^* = 2$  рад/с з метою уникнення впливу ефектів сухого тертя на результати дослідження динаміки контуру швидкості; починаючи з  $t = 2.5$  с ненавантажений двигун відпрацьовує задану траєкторію кутової швидкості, яку показано на рис. 4.30. Максимальний момент двигуна при відпрацюванні цієї траєкторії умовами тесту обмежено на рівні 30% від номінального значення, оскільки в цій зоні запропонована МТРА оптимізація демонструє найбільший ефект.

Експерименти виконано для бездавачевих алгоритмів керування з постійним потокозчепленням та з МТРА оптимізацією. Графіки перехідних процесів показано на рис. 4.28.

За результатами тестування встановлено, що при виконанні тесту похибка відпрацювання кутової швидкості є близькою до нуля для обох контролерів, і має форму, як показано на рис. 4.28в. З цього слідує, що траєкторії моменту для обох алгоритмів є ідентичними.



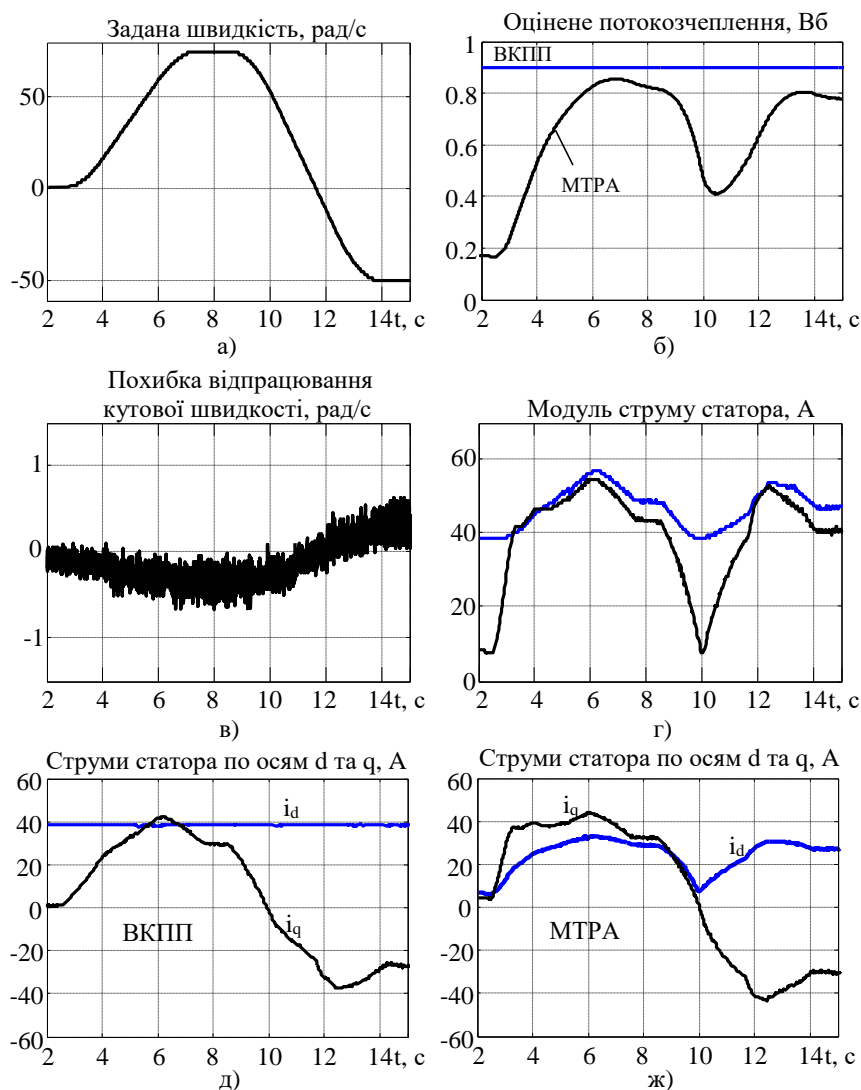


Рис. 4.28. Перехідні процеси відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості двигуном АД №4

Похибка відпрацювання кутової швидкості на рівні до 0.5 рад/с виникає внаслідок неідеальностей інвертора, які призводять до похибки оцінювання кутової швидкості в адаптивному спостерігачі. Як видно з графіків перехідних процесів компонент струму статора, які показано на рис. 4.28д (ВКПП) і рис. 4.28ж (МТРА), при дії МТРА алгоритму польова компонента вектора струму статора є меншою ніж при дії ВКПП. Як результат, модуль струму статора, що споживається для відпрацювання того ж профілю моменту, є меншим, рис. 4.28г.

Результати експериментального тестування розроблених структур бездла-  
вачевого керування з АД №4 значною мірою повторюють результати, отримані  
при виконанні аналогічних тестів в системі з вимірюванням кутової швидкості,  
які наведено в [199].

Третій набір тестів виконано з АД №1 (потужністю 2.2 кВт) для дослі-  
дження динамічних процесів струмів статора при використанні фільтрів (4.50)  
та (4.74). Для цього використано МТРА алгоритм з вимірюванням кутової шви-  
дкості, в якому реалізовано замкнене регулювання потокозчеплення ротора з  
використанням регулятора (4.73). Дослідження виконані у порівнянні з пред-  
ставленим в [178] алгоритмом DFVC (Direct Flux Vector Control), який визначає  
один з кращих результатів вирішення задачі керування з МТРА при вимірю-  
ванні кутової швидкості.

При проведенні порівняльного тестування використовувалася наступна  
послідовність операцій керування: машина попередньо збуджується до мініма-  
льного значення потокозчеплення  $\psi^*(0) = 0.05$  Вб; на наступному кроці двигун  
відпрацьовує задану траєкторію моменту з обмеженими першою та другою по-  
хідними за часом, яка показана на рис. 4.29; завдання на момент починається з  
нуля, досягає 10 Нм (60% від номінального значення) в час 0.1 с; при  $t=0.2$  с ві-  
дбувається реверс моменту до -10 Нм за 0.2 с; при  $t=0.5$  с завдання на момент  
зменшується до нуля.

Під час експериментів кутова швидкість ротора стабілізувалася на рівні  
20 рад/с за допомогою векторно-керованої машини навантаження.



Рис. 4.29. Задана траєкторія моменту

Обрана траєкторія заданого моменту сформована таким чином, щоб порівняти динамічну поведінку систем при перетині заданим моментом нуля, а також в усталених режимах з постійними моментами. Обидва алгоритми тестувалися в однакових умовах та при однакових налаштуваннях контуру регулювання струму  $i_q$  ( $k_{ipq}=700$ ,  $k_{iiq}=125000$ ) та контролера потокозчеплення ( $k_\psi=200$ ,  $k_{\psi i}=20000$ ). Коефіцієнт пропорційного регулятора струму  $i_d$  МТРА алгоритмі встановлено рівним  $k_{ipd}=700$ . За таких умов обидва алгоритми мають однакову динаміку потокозчеплення та контуру регулювання струму  $i_q$ .

На Рис. 4.30 продемонстровано динамічну поведінку алгоритму DFVC (рис. 4.30а), а також розробленого МТРА алгоритму при статичному формуванні заданого потокозчеплення (4.48) з фільтром (4.74), (рис. 4.30б) та при динамічному формуванні заданого потокозчеплення (4.50) (рис. 4.30в). З рис. 4.30 слідує, що усталені значення струмів для всіх трьох алгоритмів є однаковими. В динаміці, алгоритм DFVC забезпечує більш швидку зміну потокозчеплення, що призводить до значних сплесків струму статора, особливо при перетину моментом нуля, коли потік зменшується до свого мінімального значення.

В розробленому алгоритмі МТРА зі статичним завданням потокозчеплення динаміка зміни модуля вектора потокозчеплення визначається налаштуванням фільтру (4.74), коефіцієнти якого можуть бути налаштовані на необхідну швидкодію. Для прикладу, результат, показаний на рис. 4.30б отримано при  $k_1=130$ , і  $k_2=4225$ , що забезпечує природню частоту власних недемпфованих коливань рівну 65 рад/с. Якщо збільшити природню частоту до 225 рад/с ( $k_1=450$  і  $k_2=50625$ ), то розроблений МТРА алгоритм забезпечить динаміку, яка буде подібною до динаміки DFVC на рис. 4.30а.

МТРА контролер з динамічним формуванням заданого потокозчеплення (4.50) забезпечує динамічну поведінку, показану на рис. 4.30в, з якої видно, що таж сама траєкторія моменту можу бути відпрацьована з меншими динамічни-

ми струмами статора. Відмітимо, що в цьому випадку сплески струму статора відсутні завдяки повільній зміні потокозчеплення АД, [199].

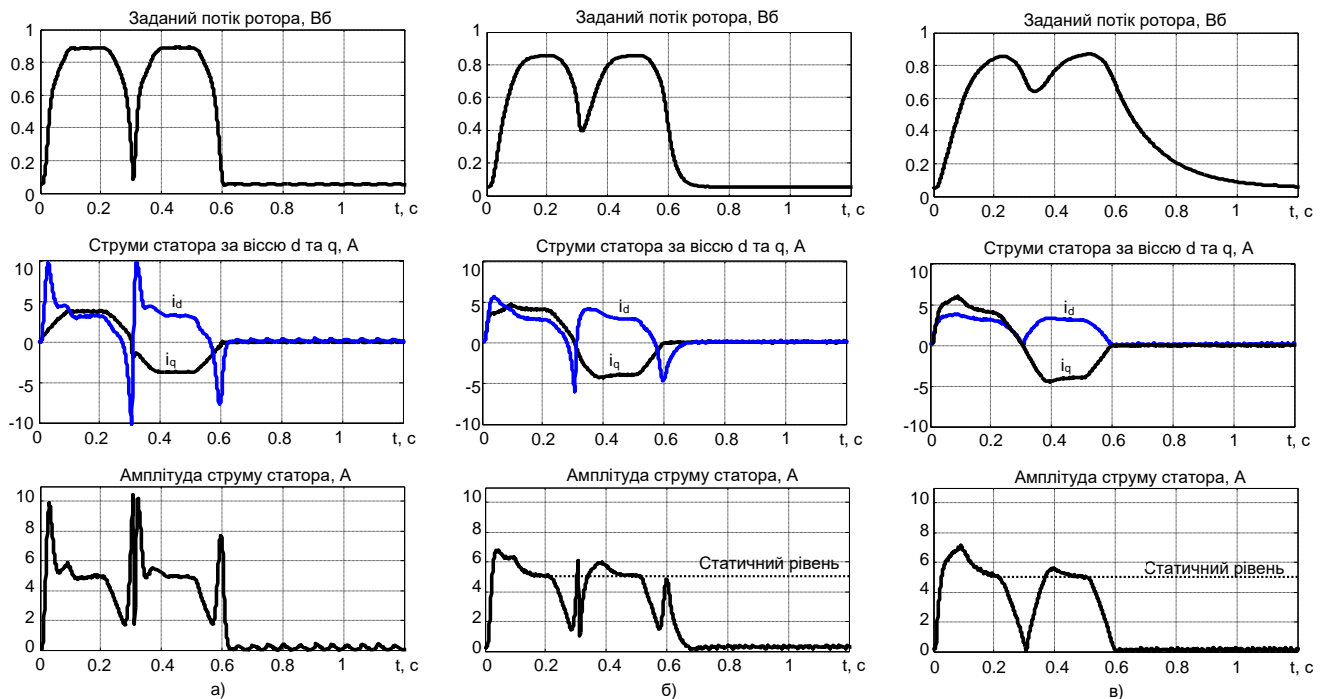


Рис. 4.30. Перехідні процеси при відпрацюванні гладких заданих траєкторій моменту: а) DFVC; б) МТРА з фільтрованим статичним сигналом завдання; в) МТРА з динамічним сигналом завдання

Ефект підвищення струму статора при відпрацюванні синусоїдальної заданої траєкторії моменту проілюстровано частотними характеристиками, показаними на рис. 4.31, [199]. Ці характеристики отримані експериментально з використанням завдання моменту у форму  $M^* = M_m \sin(2\pi f t)$ . На рис. 4.31а показано залежність пікових значень струмів статора від частоти сигналу завдання, а на рис. 4.31б – залежність середньоквадратичного значення струму статора від частоти завдання (на одному періоді завдання) для двох амплітудних значень завдання:  $M_{m1} = 4$  Нм (27% від номінального) і  $M_{m2} = 8$  Нм (53% від номінального). Як слідує з графіків рис. 4.31, відпрацювання більш швидких траєкторій моменту за допомогою алгоритму МТРА з формуванням заданого потокозчеплення у відповідності до (4.50) потребує менших струмів статора на вищих частотах

завдання у порівнянні з алгоритмом DFVC. При виконанні тестів, обмеження струму було встановлено на рівні 200% від номінального значення.

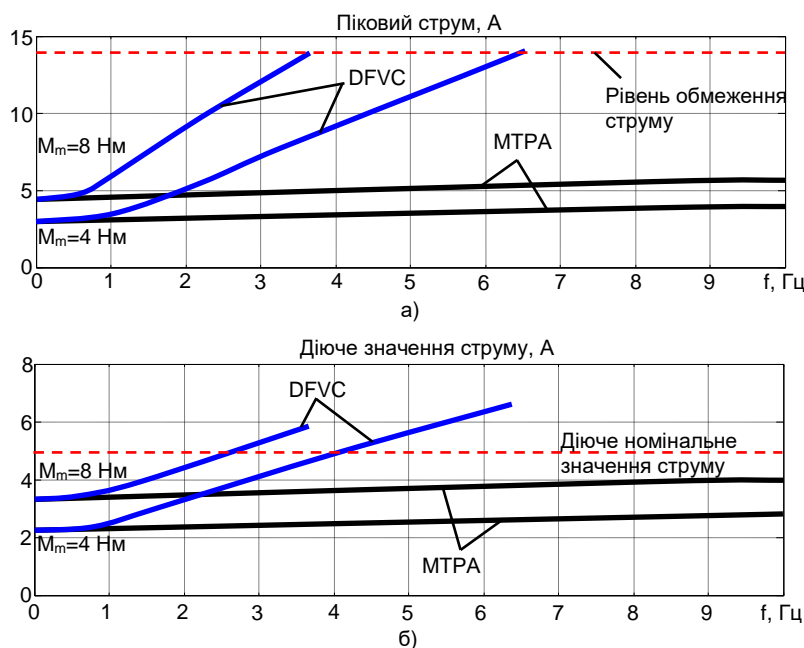


Рис. 4.31. Частотні характеристики DFVC і МТРА

Необхідно відмітити, що збільшення частоти сигналу завдання для алгоритму МТРА призводить до коливання потокозчеплення навколо постійного значення з малою амплітудою. Тобто це означає фактично перехід до роботи з постійним потокозчепленням. Частота, на якій відбувається перехід в такий режим з квазі-постійним потокозчепленням визначається частотною характеристикою нелінійного фільтра (4.50), яка залежить від параметрів двигуна та від амплітуди сигналу завдання.

Результати по експериментальному дослідженню систем векторного керування із застосуванням регулятора потокозчеплення (4.73) в комбінації фільтрами (4.50) та (4.74) для бездавачевого керування співпадають з результатами, отриманими з використанням датчика швидкості.

## Висновки по розділу 4

1. Вдосконалено синтезований в розділі 3 алгоритм бездавачевого векторного керування модулем вектора потокозчеплення та кутовою швидкістю

ротора шляхом врахування насичення магнітної системи АД, що дозволило підвищити точність оцінювання та відпрацювання кутової швидкості в режимах ослаблення поля.

2. Розроблено алгоритм векторного керування координатами асинхронних двигунів з максимізацією співвідношення момент-струм який базується на концепції лінеаризації зворотним зв'язком та гарантує асимптотичне відпрацювання заданих гладких траєкторій моменту (кутової швидкості) та максимізацію співвідношення момент-струм статора при роботі АД з постійним, або таким що повільно змінюється моментом. Алгоритм керування моментом-потокком базується на основі спостерігача вектора потокозчеплення зниженого порядку та критерію оптимізації МТРА при врахуванні нелінійності контуру намагнічування АД.

3. Розроблено метод формування заданого потокозчеплення ротора у вигляді динамічної функції моменту, що дозволило досягти максимізації співвідношення момент-струм як в статичних, так і в динамічних режимах відпрацювання заданих траєкторій моменту.

4. Проведені експериментальні дослідження алгоритмів векторного керування, а також порівняльні дослідження із класичним алгоритмом векторного керування при постійному потокозчепленні довели, що розроблені алгоритми забезпечують однакові з класичними динамічні показники якості відпрацювання моменту та швидкості при суттєвому зменшенні величини струму статора.

5. Експериментально підтверджено, що розроблена система бездавачевого векторного керування з МТРА оптимізацією та врахуванням кривої намагнічування, забезпечує показники якості відпрацювання координат двигуна на тому ж рівні, що й система з вимірюванням кутової швидкості.

6. Запропоновані в даному розділі системи керування координатами АД доцільно використовувати в технологічних застосуваннях, в яких передбачаються тривалі режими роботи з навантаженнями нижчими за номінальне, наприклад в електромеханічних системах електричних транспортних засобів.

## РОЗДІЛ 5 БЕЗДАВАЧЕВЕ ПОЛЕОРІЄНТОВАНЕ КЕРУВАННЯ КООРДИНАТАМИ АСИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Системи генерування електричної енергії на базі полеорієнтованого асинхронного генератора з короткозамкненим ротором мають широке розповсюдження в системах автономного живлення різних об'єктів [216 – 220]. Найбільш доцільною сферою використання таких систем є об'єкти, що потребують живлення постійною напругою, тобто навантаження може підключатися безпосередньо до ланки постійного струму, як показано на рис. 5.1. Вартість таких систем генерування є меншою за вартість систем на основі синхронних двигунів з постійними магнітами за рахунок застосування більш дешевої та надійної асинхронної машини. В класичних системах векторного керування полеорієнтованим генератором здійснюється стабілізація напруги ланки постійного струму з використанням регулятора напруги, вихід якого формує завдання на моментоутворюючий струм статора генератора, як показано на рис. 5.2а. Така структура керування є аналогічною до випадку регулювання кутової швидкості, де регулятор швидкості також формує завдання на моментоутворюючий струм  $i_q$ , рис. 5.2б.

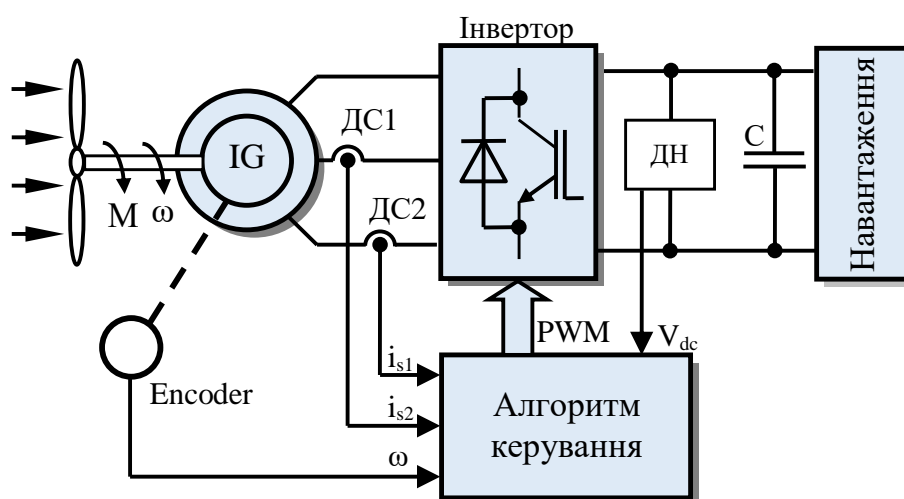


Рис. 5.1. Функціональна схема системи генерування електроенергії з полеорієнтованим асинхронним генератором

Важливою технологічною особливістю систем генерування енергії є те, що вал генератора обертається або з постійною швидкістю, або з такою, що повільно змінюється. При цьому робота на низьких швидкостях як правило виключається, оскільки в таких режимах система генерування енергії матиме низький коефіцієнт корисної дії. Вказані особливості створюють сприятливі умови для застосування бездавачевих методів керування асинхронними генераторами, оскільки розглянуті в розділі 3 режими втрати умов персистентності збудження уникаються на технологічному рівні. Крім того, відмова від давача швидкості дозволяє додатково зменшити вартість системи генерування, особливо в пристроях малої потужності, в яких вартість двигуна є співрозмірною з вартістю давача швидкості.

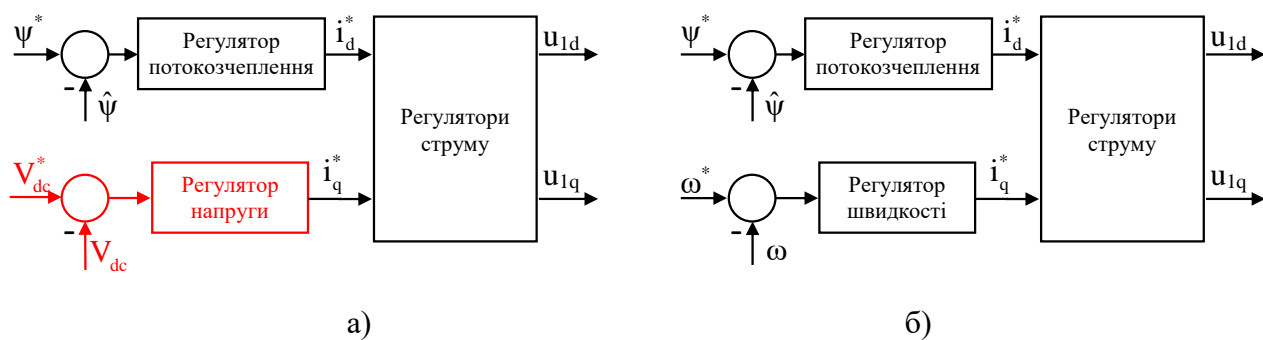


Рис. 5.2. Ідея побудови регулятора напруги

Метою даного розділу є розробка системи бездавачевого векторного керування напругою ланки постійного струму та модулем вектора потокозчеплення при одночасній прямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора. Основні результати розділу опубліковані в роботах [221 – 227].

## 5.1. Розробка адаптивного спостерігача магнітного потоку та кутової швидкості

### 5.1.1. Постановка задачі оцінювання

Розглянемо математичну модель електричної частини асинхронної машини у вигляді



$$\begin{aligned}
\dot{i}_{1a} &= -\gamma i_{1a} + \alpha \beta \psi_{2a} + \beta \omega \psi_{2b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a}, \\
\dot{i}_{1b} &= -\gamma i_{1b} + \alpha \beta \psi_{2b} - \beta \omega \psi_{2a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b}, \\
\dot{\psi}_{2a} &= -\alpha \psi_{2a} - \omega \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a}, \\
\dot{\psi}_{2b} &= -\alpha \psi_{2b} + \omega \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b}.
\end{aligned} \tag{5.1}$$

Нехай для моделі (5.1) виконуються наступні припущення:

A.1. Струми статора  $i_{1a}, i_{1b}$  доступні для вимірювання.

A.2. Сигнали  $(i_{1a}, i_{1b}), (\psi_{2a}, \psi_{2b}), (u_{1a}, u_{1b}), \omega$  є обмеженими; сигнали  $i_{1a}, i_{1b}$  мають обмежену похідну.

A.3. Всі параметри в моделі (5.1) є відомими та постійними.

A.4. Кутова швидкість  $\omega$  невідома але постійна або змінюється повільно, так що  $\dot{\omega} \approx 0$ .

В умовах припущень A.1 – A.4 для системи (5.1) необхідно синтезувати адаптивний асимптотичний спостерігач, який буде гарантувати виконання наступних цілей керування:

O.1. Асимптотичне оцінювання змінних стану, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_a, \tilde{i}_b, \tilde{\psi}_a, \tilde{\psi}_b) = 0, \tag{5.2}$$

де  $\tilde{i}_a = i_{1a} - \hat{i}_a, \tilde{i}_b = i_{1b} - \hat{i}_b, \tilde{\psi}_a = \psi_{2a} - \hat{\psi}_a, \tilde{\psi}_b = \psi_{2b} - \hat{\psi}_b$  – похибки оцінювання,  $(\hat{i}_a, \hat{i}_b, \hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b)$  – оцінені значення змінних  $(i_{1a}, i_{1b}, \psi_{2a}, \psi_{2b})$ .

O.2. Асимптотичне оцінювання невідомої кутової швидкості, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0. \tag{5.3}$$

### 5.1.2 Синтез спостерігача потокозчеплення ротора повного порядку за умови вимірювання кутової швидкості

Для моделі (5.1) виконаємо лінійне перетворення координат [221]

$$\begin{aligned} z_a &= i_{1a} + \beta \psi_{2a}, \\ z_b &= i_{1b} + \beta \psi_{2b}. \end{aligned} \quad (5.4)$$

В нових координатах модель електричної частини асинхронної машини (5.1) набуде вигляду

$$\begin{aligned} \dot{z}_a &= -\frac{R_1}{\sigma} i_{1a} + \frac{1}{\sigma} u_{1a}, \\ \dot{z}_b &= -\frac{R_1}{\sigma} i_{1b} + \frac{1}{\sigma} u_{1b}, \\ \dot{i}_{1a} &= -(\gamma + \alpha) i_{1a} - \omega i_{1b} + \alpha z_a + \omega z_b + \frac{1}{\sigma} u_{1a}, \\ \dot{i}_{1b} &= -(\gamma + \alpha) i_{1b} + \omega i_{1a} + \alpha z_b - \omega z_a + \frac{1}{\sigma} u_{1b}. \end{aligned} \quad (5.5)$$

Для системи (5.5) сформуємо спостерігач повного порядку у формі

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}}_a &= -\frac{R_1}{\sigma} i_{1a} + \frac{1}{\sigma} u_{1a} + v_a, \\ \dot{\hat{z}}_b &= -\frac{R_1}{\sigma} i_{1b} + \frac{1}{\sigma} u_{1b} + v_b, \\ \dot{\hat{i}}_{1a} &= -(\gamma + \alpha) i_{1a} - \omega i_{1b} + \alpha \hat{z}_a + \omega \hat{z}_b + k_1 \tilde{i}_a + \frac{1}{\sigma} u_{1a}, \\ \dot{\hat{i}}_{1b} &= -(\gamma + \alpha) i_{1b} + \omega i_{1a} + \alpha \hat{z}_b - \omega \hat{z}_a + k_1 \tilde{i}_b + \frac{1}{\sigma} u_{1b}, \end{aligned} \quad (5.6)$$

де  $k_1$  – коефіцієнт зворотного зв'язку,  $v_a, v_b$  – коригуючі сигнали, які будуть синтезовані далі.

Визначивши похибки оцінювання змінних  $z_a, z_b$  у вигляді

$$\begin{aligned}\tilde{z}_a &= z_a - \hat{z}_a, \\ \tilde{z}_b &= z_b - \hat{z}_b,\end{aligned}\tag{5.7}$$

запишемо рівняння динаміки оцінювання

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{z}}_a &= -v_a, \\ \dot{\tilde{z}}_b &= -v_b, \\ \dot{\tilde{i}}_a &= \alpha \tilde{z}_a + \omega \tilde{z}_b - k_1 \tilde{i}_a, \\ \dot{\tilde{i}}_b &= \alpha \tilde{z}_b - \omega \tilde{z}_a - k_1 \tilde{i}_b.\end{aligned}\tag{5.8}$$

Для синтезу коригуючих зворотних зв'язків  $v_a$  і  $v_b$  розглянемо наступну функцію Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2}(\tilde{z}_a^2 + \tilde{z}_b^2 + \tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2) > 0.\tag{5.9}$$

Похідна від (5.9) вздовж траєкторій (5.8) дорівнює

$$\dot{V} = -\tilde{z}_a v_a - \tilde{z}_b v_b + \alpha \tilde{z}_a \tilde{i}_a + \omega \tilde{z}_b \tilde{i}_a - k_1 \tilde{i}_a^2 + \alpha \tilde{z}_b \tilde{i}_b - \omega \tilde{z}_a \tilde{i}_b - k_1 \tilde{i}_b^2.\tag{5.10}$$

Після формування коригуючих зв'язків у вигляді

$$\begin{aligned}v_a &= \alpha \tilde{i}_a - \omega \tilde{i}_b, \\ v_b &= \omega \tilde{i}_a + \alpha \tilde{i}_b,\end{aligned}\tag{5.11}$$

похідна (5.10) дорівнюватиме

$$\dot{V} = -(k_1 + \alpha)(\tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2) \leq 0.\tag{5.12}$$

З (5.9), (5.12) слідує, що змінні  $(\tilde{\mathbf{i}}_a, \tilde{\mathbf{i}}_b, \tilde{\mathbf{z}}_a, \tilde{\mathbf{z}}_b)$  є обмеженими, а відповідно й змінні  $(\hat{\mathbf{i}}_a, \hat{\mathbf{i}}_b, \hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b, \dot{\hat{\mathbf{i}}}_a, \dot{\hat{\mathbf{i}}}_b)$  також обмежені. Оскільки  $V_1(t) \leq \frac{V_1(0)}{k_1 + \alpha}$ , то сигнали  $\tilde{\mathbf{i}}_a, \tilde{\mathbf{i}}_b$  є квадратично інтегрованими, і, відповідно, з леми Барбалат [103] отримаємо

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\mathbf{i}}_a, \tilde{\mathbf{i}}_b) = 0. \quad (5.13)$$

Запишемо систему (5.8) з врахуванням (5.11) в наступній стандартній формі [184]:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{i}}} &= \mathbf{A}(t)\tilde{\mathbf{i}} + \boldsymbol{\lambda}^T(t)\tilde{\mathbf{z}}, \\ \dot{\tilde{\mathbf{z}}} &= -\boldsymbol{\lambda}(t)\tilde{\mathbf{i}}, \end{aligned} \quad (5.14)$$

де  $\tilde{\mathbf{i}} = (\tilde{\mathbf{i}}_a, \tilde{\mathbf{i}}_b)^T$ ,  $\tilde{\mathbf{z}} = (\tilde{\mathbf{z}}_a, \tilde{\mathbf{z}}_b)^T$ ,  $\mathbf{A}(t) = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 \\ 0 & -k_1 \end{bmatrix}$ ,  $\boldsymbol{\lambda}^T = \begin{bmatrix} \alpha & \omega \\ -\omega & \alpha \end{bmatrix}$ , при цьому

$$\int_t^{t+T} \boldsymbol{\lambda}(\tau) \boldsymbol{\lambda}^T(\tau) d\tau > 0 \quad \forall t \geq 0, T > 0. \quad (5.15)$$

Використовуючи теорію адаптивних систем [184], встановлюємо, що положення рівноваги

$$(\tilde{\mathbf{i}}, \tilde{\mathbf{z}}) = 0, \quad (5.16)$$

є глобально експоненційно стійким, тобто похибки оцінювання компонент вектора потокозчеплення ротора  $\tilde{\psi}_a, \tilde{\psi}_b$  експоненційно затухають в нуль.

Тобто рівняння (5.6) з коригуючими зв'язками (5.11) визначають асимптотичний спостерігач з властивостями експоненційної стійкості для електричної підсистеми асинхронної машини.

### 5.1.3 Синтез адаптивного спостерігача при невідомій кутовій швидкості ротора

В системі бездавачевого векторного керування інформація про реальну кутову швидкість  $\omega$  є недоступною для вимірювання. Тому модифікуємо спостерігач заданий рівняннями (5.6), (5.11) замінивши реальну швидкість на її оцінене значення

$$\begin{aligned}\dot{\hat{z}}_a &= -\frac{R_l}{\sigma} \hat{i}_{1a} + \frac{1}{\sigma} u_{1a} + \alpha \tilde{i}_a - \hat{\omega} \tilde{i}_b, \\ \dot{\hat{z}}_b &= -\frac{R_l}{\sigma} \hat{i}_{1b} + \frac{1}{\sigma} u_{1b} + \hat{\omega} \tilde{i}_a + \alpha \tilde{i}_b, \\ \dot{\hat{i}}_a &= -(\gamma + \alpha) \hat{i}_{1a} - \hat{\omega} \hat{i}_{1b} + \alpha \hat{z}_a + \hat{\omega} \hat{z}_b + k_1 \tilde{i}_a + \frac{1}{\sigma} u_{1a}, \\ \dot{\hat{i}}_b &= -(\gamma + \alpha) \hat{i}_{1b} + \hat{\omega} \hat{i}_{1a} + \alpha \hat{z}_b - \hat{\omega} \hat{z}_a + k_1 \tilde{i}_b + \frac{1}{\sigma} u_{1b}.\end{aligned}\tag{5.17}$$

У відповідності до рівнянь (5.1), (5.17), а також визначення похибки оцінювання кутової швидкості  $\tilde{\omega} = \omega - \hat{\omega}$ , динаміка похибок оцінювання електричних змінних запишеться у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{z}}_a &= -\alpha \tilde{i}_a + \hat{\omega} \tilde{i}_b, \\ \dot{\tilde{z}}_b &= -\hat{\omega} \tilde{i}_a - \alpha \tilde{i}_b, \\ \dot{\tilde{i}}_a &= \alpha \tilde{z}_a + \hat{\omega} \tilde{z}_b - \tilde{\omega} \hat{i}_{1b} + \tilde{\omega} \hat{z}_b + \tilde{\omega} \tilde{z}_b - k_1 \tilde{i}_a, \\ \dot{\tilde{i}}_b &= \alpha \tilde{z}_b - \hat{\omega} \tilde{z}_a + \tilde{\omega} \hat{i}_{1a} - \tilde{\omega} \hat{z}_a - \tilde{\omega} \tilde{z}_a - k_1 \tilde{i}_b.\end{aligned}\tag{5.18}$$

Для синтезу спостерігача кутової швидкості розглянемо для системи (5.18) наступну функцію Ляпунова

$$V = \frac{1}{2} \left( z_a^2 + z_b^2 + \tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2 + \frac{1}{\gamma_\omega} \tilde{\omega}^2 \right) > 0. \quad (5.19)$$

Похідна від (5.19) вздовж траєкторій (5.18) дорівнює

$$\dot{V} = -k_1 \tilde{i}_a^2 - k_1 \tilde{i}_b^2 - \tilde{\omega} \tilde{i}_{lb} \tilde{i}_a + \tilde{\omega} \tilde{i}_{la} \tilde{i}_b + \tilde{\omega} \hat{z}_b \tilde{i}_a + \tilde{\omega} \tilde{z}_b \tilde{i}_a - \tilde{\omega} \hat{z}_a \tilde{i}_b - \tilde{\omega} \tilde{z}_a \tilde{i}_b + \frac{1}{\gamma_\omega} \dot{\tilde{\omega}} \tilde{\omega}. \quad (5.20)$$

Після формування динаміки похибки оцінювання кутової швидкості

$$\dot{\tilde{\omega}} = -\gamma_\omega \left[ (\hat{z}_b - i_{lb}) \tilde{i}_a - (\hat{z}_a - i_{la}) \tilde{i}_b \right], \quad (5.21)$$

та нехтуючи членами високого ступеня малості  $\tilde{\omega} \tilde{z}_b \tilde{i}_a$  та  $\tilde{\omega} \tilde{z}_a \tilde{i}_b$ , похідна (5.20) набуде вигляду

$$\dot{V} = -k_1 \tilde{i}_a^2 - k_1 \tilde{i}_b^2 < 0. \quad (5.22)$$

Повні рівняння динаміки оцінювання задаються виразами (5.18), (5.21), а спостерігач кутової швидкості визначається як

$$\dot{\hat{\omega}} = -\dot{\tilde{\omega}} = \gamma_\omega \left[ (\hat{z}_b - i_{lb}) \tilde{i}_a - (\hat{z}_a - i_{la}) \tilde{i}_b \right]. \quad (5.23)$$

Слідуючи концептуальній лінії аналізу, що була застосована для неадаптивного спостерігача, з (5.19) і (5.22) встановлюємо, що сигнали  $(\tilde{z}_a, \tilde{z}_b, \tilde{i}_a, \tilde{i}_b, \tilde{\omega})$  обмежені, а, відповідно і змінні  $(\hat{i}_a, \hat{i}_b, \hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b, \hat{\omega})$  будуть обмеженими. Система (5.18), (5.21) може бути представлена в формі (5.14) з  $\tilde{z} = (\tilde{z}_a, \tilde{z}_b, \tilde{\omega})^T$ ,

$$\lambda^T(t) = \begin{bmatrix} \alpha & \hat{\omega} & \gamma_\omega \zeta_a \\ -\hat{\omega} & \alpha & -\gamma_\omega \zeta_b \end{bmatrix}, \quad \zeta_a = \hat{z}_a - i_{la}, \quad \zeta_b = \hat{z}_b - i_{lb}, \quad \text{при цьому умова персистентності}$$

збудження (5.15) виконуються при  $\hat{\psi}_a \neq 0, \hat{\psi}_b \neq 0$ . В цьому випадку положення рівноваги лінеаризованої системи (5.18), (5.21)  $\mathbf{x} = (\tilde{z}_a, \tilde{z}_b, \tilde{i}_a, \tilde{i}_b, \tilde{\omega}) = 0$  є глобально експоненційно стійким, а, відповідно, нелінеаризована система (5.18), (5.21) буде локально експоненційно стійкою.

#### 5.1.4 Дослідження динамічних процесів оцінювання кутової швидкості методом математичного моделювання

Адаптивний спостерігач кутової швидкості, заданий рівняннями (5.17), (5.23) досліджено методом математичного моделювання в автономному режимі у складі системи векторного керування кутовою швидкістю АД. Тобто інформація про оцінену спостерігачем кутову швидкість не використовувалася в системі керування.

Послідовність операцій керування, яку використано при дослідженні та проілюстровано на рис. 5.3, включає наступні етапи: на початковому інтервалі часу відбувається збудження двигуна; починаючи з  $t = 1$  с ненавантажений двигун розганяється до швидкості 100 рад/с; при  $t = 2$  с до валу двигуна прикладається, а при  $t = 2.5$  с знімається рушійний момент навантаження; при  $t = 3$  с до валу двигуна прикладається, а при  $t = 3.5$  с знімається генераторний момент навантаження.

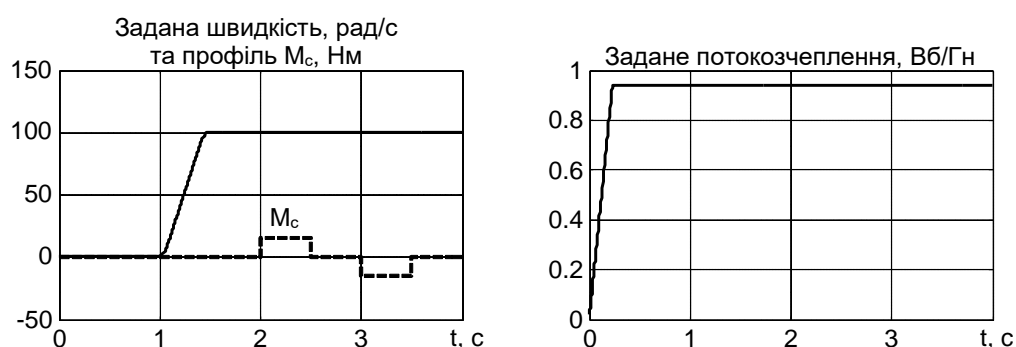


Рис. 5.3. Послідовність операцій керування

Графіки перехідних процесів оцінювання струмів, змінних  $z_a, z_b$ , а також кутової швидкості показано на рис. 5.4. Як слідє з графіків на рис. 5.4, розро-

блений адаптивний спостерігач забезпечує асимптотичне оцінювання струмів, поточозчеплень та кутової швидкості за умови  $\omega = \text{const}$ . При зміні кутової швидкості при русі по заданій траєкторії, а також під час прикладання-зняття моменту навантаження, виникає незначна динамічна похибка її оцінювання, яка в умовах тесту не перевищувала 1.5 рад/с.

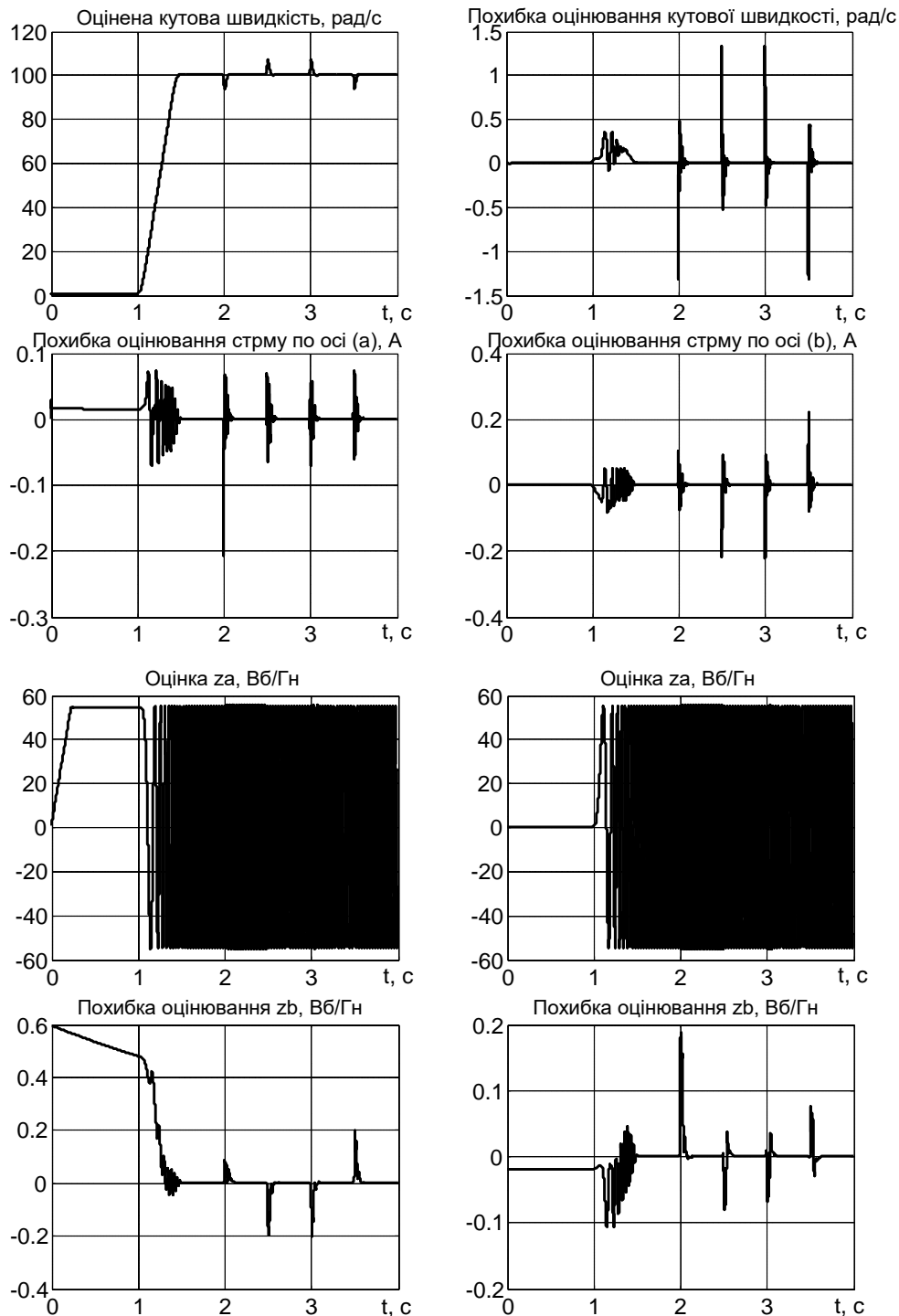


Рис. 5.4. Перехідні процеси в адаптивному спостерігачі кутової швидкості



## 5.2 Розробка алгоритму регулювання напруги ланки постійного струму системи генерування енергії

Припустимо що інвертор, підключений до статора генератора є ідеальним, тобто здійснює перетворення напруги без втрат. Тоді динаміка напруги ланки постійного струму  $V_{dc}$  запишеться [222]

$$\dot{V}_{dc} = \frac{1}{C} \left( -\frac{3}{V_{dc}} \frac{(u_{ld}i_{ld} + u_{lq}i_{lq})}{2} - i_L \right), \quad (5.24)$$

де  $i_L$  – струм навантаження,  $C$  – ємність ланки постійного струму.

Припустимо, що струми статора  $(i_{ld}, i_{lq})^T$ , кутова швидкість ротора  $\omega > 0$  та напруга ланки постійного струму  $V_{dc}$  доступні для вимірювання, струм навантаження  $i_L = \text{const}$ , завдання напруги ланки постійного струму  $V^* = \text{const}$ , параметри генератора є відомими та постійними.

За умов цих припущень необхідно синтезувати нелінійний контролер, який буде забезпечувати асимптотичне регулювання напруги ланки постійного струму, асимптотичне регулювання потокозчеплення одночасно з асимптотичним полеорієнтуванням.

### 5.2.1 Алгоритм керування електричною підсистемою асинхронного генератора

Розглянемо модель асинхронної машини за умови симетричного живлення та лінійності магнітного кола, представлену в синхронній системі координат (d-q), яка обертається з кутовою швидкістю  $\omega_0$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J} (M_p + M), \quad M = \mu_l (\psi_{2d}i_{lq} - \psi_{2q}i_{ld}), \quad (5.25)$$

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha \beta \psi_{2d} + \omega p_n \beta \psi_{2q} + \frac{1}{\sigma} u_{1d}, \\
\dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2q} - \omega p_n \beta \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma} u_{1q}, \\
\dot{\psi}_{2d} &= -\alpha \psi_{2d} + \omega_2 \psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d}, \\
\dot{\psi}_{2q} &= -\alpha \psi_{2q} - \omega_2 \psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q}, \\
\dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \varepsilon_0(0) = 0.
\end{aligned} \tag{5.26}$$

Конструювання алгоритмів векторного керування з використанням концепції непрямого полеорієнтування призводить до більш простих рішень [97]. Тому для синтезу алгоритму керування напругою ланки постійного струму розглянемо асинхронний двигун при непрямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора.

Слідуючи концепції непрямого полеорієнтування [97], визначимо розімкнутий регулятор потокозчеплення та ПІ-регулятори струму з «великим» підсиленням:

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega p_n + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{\psi^*}, \tag{5.27}$$

$$i_d^* = \frac{\psi^*}{L_m}, \tag{5.28}$$

$$\begin{aligned}
u_{1d} &= \sigma(-\omega_0 i_{1q} - k_{idl} \tilde{i}_d + x_d), \\
\dot{x}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_d,
\end{aligned} \tag{5.29}$$

$$\begin{aligned}
u_{1q} &= \sigma(\omega_0 i_{1d} - k_{iq1} \tilde{i}_q + x_q), \\
\dot{x}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_q,
\end{aligned} \tag{5.30}$$

де  $(k_{idl}, k_{iq1}, k_{ii})$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів струмів.

При дії регуляторів (5.27) – (5.30) динаміка похибок відпрацювання в підсистемі потокозчеплення набуває вигляду [222]

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha\tilde{\psi}_d + \omega_2\tilde{\psi}_q + \alpha L_m \dot{\tilde{i}}_d, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha\tilde{\psi}_q - \omega_2\tilde{\psi}_d,\end{aligned}\tag{5.31}$$

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}_d &= -k_{ii}\tilde{i}_d + \alpha\beta\dot{\tilde{\psi}}_d + \beta\omega p_n \dot{\tilde{\psi}}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id}\tilde{i}_d + \tilde{x}_d,\end{aligned}\tag{5.32}$$

де  $\psi_{2q} = \tilde{\psi}_q, \tilde{\psi}_d = \psi_{2d} - \psi^*$  — похибки регулювання потокозчеплення,  
 $k_{id} = k_{idl} + \gamma$ ,

$$\tilde{x}_d = x_d - \frac{R_1}{\sigma} \frac{\psi^*}{L_m} + \alpha\beta\tilde{\psi}_d + \beta\omega p_n \tilde{\psi}_q .\tag{5.33}$$

Інтегральна складова регулятора струму  $x_d$  в (5.29) може розглядатися як оцінка невідомого збурення, яке складається з постійного збурення, пропорційного до  $\psi^*$  і збурення, що повільно змінюється, пропорційного до похибок  $\tilde{\psi}_d$  і  $\tilde{\psi}_q$ . Відмітимо, що динаміка контурів регулювання струмів має бути набагато швидшою у порівнянні з динамікою регулювання потокозчеплення, швидкість якої визначається сталою часу роторного кола, визначеної як  $\tau_R = \frac{1}{\alpha}$ .

Властивості асимптотичної стійкості для системи (5.31), (5.32) можуть бути доведені з використанням підходів теорії сингулярно-вироджених систем [98]. Для цього визначимо достатньо малий параметр  $\varepsilon > 0$ ,  $\varepsilon^{-1} = k_{id} = k_i$  та застосуємо наступне перетворення координат:

$$\eta_{1d} = \frac{\tilde{i}_d}{\varepsilon}, \eta_{2d} = \tilde{x}_d.\tag{5.34}$$

В нових координатах система (5.31), (5.32) виражається в формі, яка є стандартною для сингулярно-вироджених систем

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha\tilde{\psi}_d + \omega_2\tilde{\psi}_q + \varepsilon\alpha L_m\eta_{1d}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha\tilde{\psi}_q - \omega_2\tilde{\psi}_d,\end{aligned}\tag{5.35}$$

$$\begin{aligned}\varepsilon\dot{\eta}_{2d} &= -\lambda\eta_{1d} + \varepsilon\beta(\alpha\dot{\tilde{\psi}}_d + \omega p_n\dot{\tilde{\psi}}_q), \\ \varepsilon\dot{\eta}_{1d} &= -\eta_{1d} + \eta_{2d},\end{aligned}\tag{5.36}$$

де  $\lambda=0.25$  для  $k_{ii} = \frac{k_i^2}{4}$  або  $\lambda=0.5$  для  $k_{ii} = \frac{k_i^2}{2}$ .

Система (5.35), (5.36) складається з «швидкої» підсистеми (5.35) та повільної підсистеми (5.36). Відповідно до теорії сингулярно-вироджених систем [98] апроксимація розв'язку для системи (5.35), (5.36) може бути знайдена при  $\varepsilon = 0$  наступному вигляді:

$$\begin{aligned}\eta_{1d} &= \eta_{2d} = 0, \\ \tilde{\psi}_d &= \tilde{\psi}_q = 0.\end{aligned}\tag{5.37}$$

Це означає, що для достатньо малих значень  $\varepsilon$  (високих  $k_i$ ) всі розв'язки (5.35), (5.36) сходяться до нуля:  $\tilde{i}_d = \tilde{x}_d = \tilde{\psi}_d = \tilde{\psi}_q = 0$ . В той же час інтегральна складова  $x_d$  забезпечує оцінку постійної компоненти  $\frac{R_l}{\sigma} \frac{\psi^*}{L_m}$ , а також компонент  $\alpha\beta\tilde{\psi}_d$ ,  $\beta\omega p_n\tilde{\psi}_q$ , які повільно змінюються.

### 5.2.2 Регулятор напруги ланки постійного струму

За умов  $\tilde{i}_d = \tilde{x}_d = \tilde{\psi}_d = \tilde{\psi}_q = 0$ , які забезпечуються регулятором потокозчеплення-струму (5.27) – (5.30), динаміка напруги ланки постійного струму і моментоутворюючої компоненти струму статора описується рівняннями

$$\begin{aligned}\dot{V}_{dc} &= \frac{1}{C} \left( -\frac{3}{2V_{dc}} (u_{ld} i_d^* + u_{lq} i_{lq}) - i_L \right), \\ \dot{i}_{lq} &= -\gamma i_{lq} - \omega_0 i_d^* - \omega p_n \beta \psi^* + \frac{1}{\sigma} u_{lq}.\end{aligned}\quad (5.38)$$

Регулятор напруги забезпечує формування завдання на струм  $i_q^*$  для внутрішнього контуру струму (5.30). З рівнянь (5.30) та другого рівняння в (5.38) динаміка похибки відпрацювання струму по осі  $q$  набуває вигляду

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq} \tilde{i}_q - \beta \omega p_n \psi^* - \gamma i_q^* + x_q - \dot{i}_q^*,\end{aligned}\quad (5.39)$$

де  $k_{iq} = k_{iq1} + \gamma_m$ .

Припустимо що  $i_q^*$  в (5.39) є сигналом, який повільно змінюється. Таке припущення є справедливим, оскільки динаміка регулювання струму по осі  $q$  є набагато швидшою за динаміку регулювання напруги ланки постійного струму. За умов виконання цього припущення, інтегральна складова  $x_q$  може розглядатися як оцінка збурення  $(\gamma i_q^* + \beta \omega p_n \psi^* + \dot{i}_q^*)$ , яке повільно змінюється. Визначивши похибку оцінювання  $\tilde{x}_q = x_q - (\gamma i_q^* + \beta \omega p_n \psi^* + \dot{i}_q^*)$ , система (5.39) при  $\omega = \text{const}$  та достатньо високих  $k_{iq}$ ,  $k_{ii}$  може бути переписана в наступній формі:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq} \tilde{i}_q + \tilde{x}_q.\end{aligned}\quad (5.40)$$

Лінійна система (5.40) є асимптотично стійкою з точкою рівноваги  $(\tilde{i}_q, \tilde{x}_q) = 0$ . Звідси можна зробити висновок, що в усталеному режимі

$$u_q = \sigma \left( \omega_0 i_d^* + \gamma i_q^* + \beta \omega p_n \psi^* + \dot{i}_q^* \right). \quad (5.41)$$

З виразів (5.41) та (5.29) слідує, що за умови асимптотичного полеорієнтування  $\left( (\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0 \text{ і } (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q) = 0 \right)$  в усталеному режимі керуючі дії  $u_{ld}$  і  $u_{lq}$  набувають вигляду

$$\begin{aligned} u_{ld} &= R_l i_d^* - \sigma \omega_0 i_q^*, \\ u_{lq} &= R_l i_q^* + \alpha L_m \frac{L_m}{L_2} i_q^* + \sigma \omega_0 i_d^* + \frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* + \sigma \dot{i}_q^*. \end{aligned} \quad (5.42)$$

Використовуючи (5.42), вихідна потужність асинхронного генератора

$$P_s = -\frac{3}{2} (u_{ld} i_{ld} + u_{lq} i_{lq}) \quad (5.43)$$

в усталеному режимі запишеться

$$P_s = -\frac{3}{2} \left( \frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* i_q^{*2} + R_l (i_d^{*2} + i_q^{*2}) + R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} i_q^{*2} \right). \quad (5.44)$$

Як слідує з (5.44), вихідна потужність складається з трьох компонент:

вхідна механічна потужність  $P_m = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* i_q^* = M \omega$ , активні втрати потужності у статорі  $\Delta P_1 = \frac{3}{2} R_l (i_d^{*2} + i_q^{*2})$  і роторі  $\Delta P_1 = \frac{3}{2} R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} i_q^{*2}$  відповідно.

Використовуючи припущення про розділення в часі динамічної поведінки струму по осі  $q$  та напруги ланки постійного струму, знехтуємо компонентою  $\dot{i}_q^*$  в (5.42). З рівнянь (5.44) і (5.24) можемо записати

$$\dot{V}_{dc} = \frac{1}{C} \left\{ -\frac{3}{2V_{dc}} \left( R_1 \left[ \frac{\psi^{*2}}{L_m^2} + i_q^{*2} \right] + R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} i_q^{*2} + \frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* i_q^* \right) - i_L \right\}, \quad (5.45)$$

де права частина (5.45) визначає баланс потужності ланки постійного струму в усталеному режимі:

$$\frac{3}{2} \left( R_1 i_q^* + R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} i_q^* + \frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* \right) i_q^* + \frac{3}{2} R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2} + i_L V_{dc} = 0. \quad (5.46)$$

Розв'язок рівняння (5.46) визначається як

$$i_q^* = \frac{-\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* + \sqrt{\left( \frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* \right)^2 - 4 \left( \alpha L_m \frac{L_m}{L_2} + R_1 \right) \rho}}{2 \left( \alpha L_m \frac{L_m}{L_2} + R_1 \right)}, \quad (5.47)$$

$$\rho = \frac{R_1 \psi^{*2}}{L_m^2} + \frac{2}{3} V_{dc} i_L.$$

З (5.47) можна зробити висновок, що при  $(\psi^*, \omega, i_L, V_{dc}) = \text{const}$  завдання струму  $i_q^*$  є також постійним, якщо виконуються фізичні обмеження на максимально допустимий струм  $i_L$ , задані виразом

$$\left( \left( \frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* \right)^2 - 4 \left( \alpha L_m \frac{L_m}{L_2} + R_1 \right) \rho \right) > 0. \quad (5.48)$$

Визначимо похибку регулювання напруги ланки постійного струму

$$\tilde{V}_{dc} = V_{dc} - V_{dc}^*, \quad (5.49)$$

де  $V_{dc}^* = \text{const}$ .

Динаміка похибки регулювання напруги ланки постійного струму може бути вираженою в наступній формі:

$$\dot{V}_{dc} = \frac{1}{C} \left\{ -\frac{3}{2} \frac{1}{V_{dc}} \left[ \frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* + \left( R_1 + R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} \right) i_q^* \right] i_q^* - \left( i_L + \frac{3}{2} \frac{1}{V_{dc}} R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2} \right) \right\}, \quad (5.50)$$

в якій визначимо

$$\varphi(t, i_q^*) = \frac{3}{2} \frac{1}{V_{dc}} \left[ E + \left( R_1 + R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} \right) i_q^* \right], \quad (5.51)$$

$$E = \frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^*,$$

$$F(t) = i_L + \frac{3}{2} \frac{1}{V_{dc}} R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2}. \quad (5.52)$$

З урахуванням визначень (5.51) – (5.52) рівняння (5.50) може бути записаним у вигляді

$$\dot{V}_{dc} = -C^{-1} \varphi(t, i_q^*) i_q^* - C^{-1} F(t). \quad (5.53)$$

При фізично обґрунтованих умовах роботи з постійними  $(V_{dc}^*, i_L, \psi^*, \omega)$ , фізичні значення  $R_1$ ,  $R_2$  and  $i_q^*$ , що встановлюються розв'язком (5.47) рівняння балансу потужностей (5.46), для системи (5.53) будуть задовольнятися наступні властивості:

a)  $E = \text{const}$ ,

b)  $\varphi(t, i_q^*) \gg 0$ ;



с) якщо  $\tilde{V}_{dc}$  є достатньо малою, то  $F(t)$  може розглядатися як постійне збурення.

Ці властивості дозволяють обґрунтувати застосування стандартного ПІ регулятора для керування напругою ланки постійного струму.

Розглянемо лінійний ПІ-регулятор напруги

$$\begin{aligned} \dot{i}_q^* &= -(-k_v \tilde{V}_{dc} + x_v), \\ \dot{x}_v &= -k_{vi} \tilde{V}_{dc}, \end{aligned} \quad (5.54)$$

де  $(k_v, k_{vi}) > 0$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора напруги,  $x_v$  – інтегральна складова регулятора напруги.

Використовуючи (5.53) і (5.54), динаміка похибки регулювання напруги може бути записана у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{V}}_{dc} &= -C^{-1}\varphi(t, i_q^*)k_v \tilde{V}_{dc} + C^{-1}\varphi(t, i_q^*)x_v - C^{-1}F(t), \\ \dot{x}_v &= -k_{vi} \tilde{V}_{dc}. \end{aligned} \quad (5.55)$$

Нелінійна система другого порядку (5.55) є локально асимптотично стійкою для малих  $\tilde{V}_{dc}$  і  $\varphi(t, i_q^*) \gg 0$ . Усталений розв'язок системи (5.55) визначається

$$\tilde{V}_{dc} = 0, \varphi(t, i_q^*)x_v = F(t) \quad (5.56)$$

з  $\dot{i}_q^* = -x_v$  задовольняючи рівняння балансу потужності (5.46).

Аналіз властивостей стійкості нелінійної системи четвертого порядку (5.40), (5.55) з  $\dot{i}_q^* \neq 0$  є дуже складним, тому визначити теоретично обґрунтовану процедуру налаштування контролера (5.30), (5.54) неможливо.

Завдяки використанню при синтезі алгоритму керування підходу розділення в часі процесів керування струмом та напругою є можливість сформулювати загальні рекомендації для налаштування системи, базуючись на композитній структурі двох стійких підсистем другого порядку, об'єднаних між собою в контурі зворотного зв'язку.

Розглянемо загальну форму лінійної системи другого порядку:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= -k_I x_2, \\ \dot{x}_2 &= -k_P x_2 + x_1,\end{aligned}\tag{5.57}$$

де  $k_P$ ,  $k_I$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора.

Стандартне налаштування для (5.57) визначається відомими співвідношеннями:

$$k_I = \frac{k_P^2}{4} \text{ для } \zeta = 1 \text{ або } k_I = \frac{k_P^2}{2} \text{ для } \zeta = \frac{\sqrt{2}}{2},\tag{5.58}$$

де  $\zeta$  – коефіцієнт демпфування.

При використанні співвідношень (5.58) динаміка контуру керування характеризується частотою недемпфованих коливань  $\omega_0^2 = k_I$ .

Розділення в часі динаміки напруги і струму практично досягається, якщо виконується умова  $\omega_{0i} > (3-4)\omega_{0v}$ , де індекси «i» та «v» відносяться до контурів струму та напруги відповідно. Така процедура налаштування, яка слідує з відомих теоретичних основ для лінійних каскадних систем, успішно підтверджується результатами математичного моделювання та експериментів. У випадку, коли кутова швидкість або потокозчеплення змінюються, умова  $\omega_{0i} > (3-4)\omega_{0v}$  має розглядатися для найгіршого випадку.

Загальну структуру системи векторного керування напругою полеорієнтованого асинхронного генератора з вимірюванням кутової швидкості показано на рис.5.5, [222].

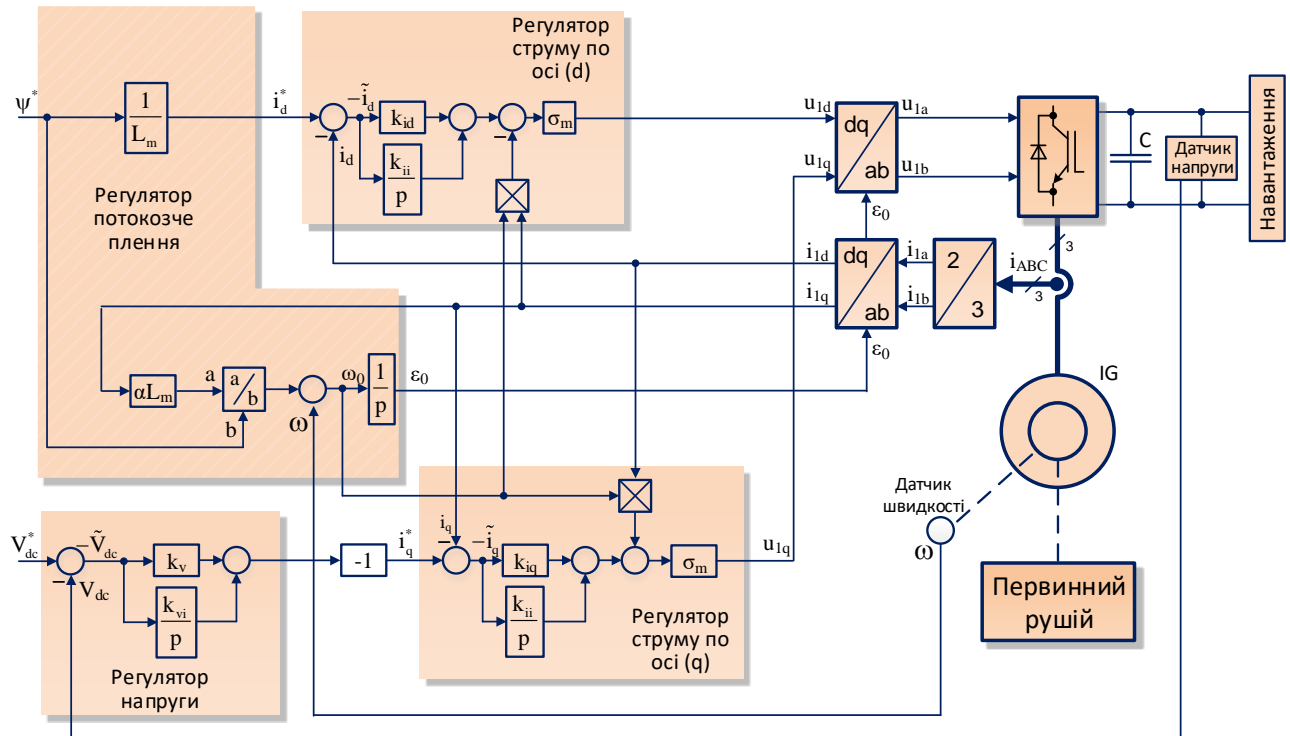


Рис. 5.5. Структурна схема системи керування асинхронним генератором з вимірюванням кутової швидкості

### 5.3. Система прямого векторного керування асинхронним генератором без вимірювання кутової швидкості

Алгоритм прямого векторного керування полеорієнтованим асинхронним генератором без вимірювання кутової швидкості задається рівняннями регулятора потокозчеплення (3.92), ПІ регуляторів струму (5.29), (5.30), регулятором напруги (5.54) та модифікованим рівнянням динаміки системи координат (5.27), в якому виміряна кутова швидкість  $\omega$  замінюється на оцінену швидкість, отриману з використанням спостерігача (5.17), (5.23), а заданий потік на оцінене значення модуля вектора потокозчеплення ротора, так, що:

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \hat{\omega} p_n + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{\hat{\psi}}. \quad (5.59)$$

Структурну схему алгоритму бездавачевого векторного керування асинхронним генератором показано на рис. 5.6.

Необхідно відмітити, що спостерігач (5.17), (5.23) доцільно використовувати в системах, в яких прискорення є малим настільки, що можна вважати  $\omega \approx \text{const}$ .

Якщо кутова швидкість системи генерування змінюється із значними прискореннями, тоді спостерігач (5.17), (5.23) може бути замінений на (3.8) з модифікацією рівняння динаміки системи координат (5.59) до вигляду (3.90), [223].

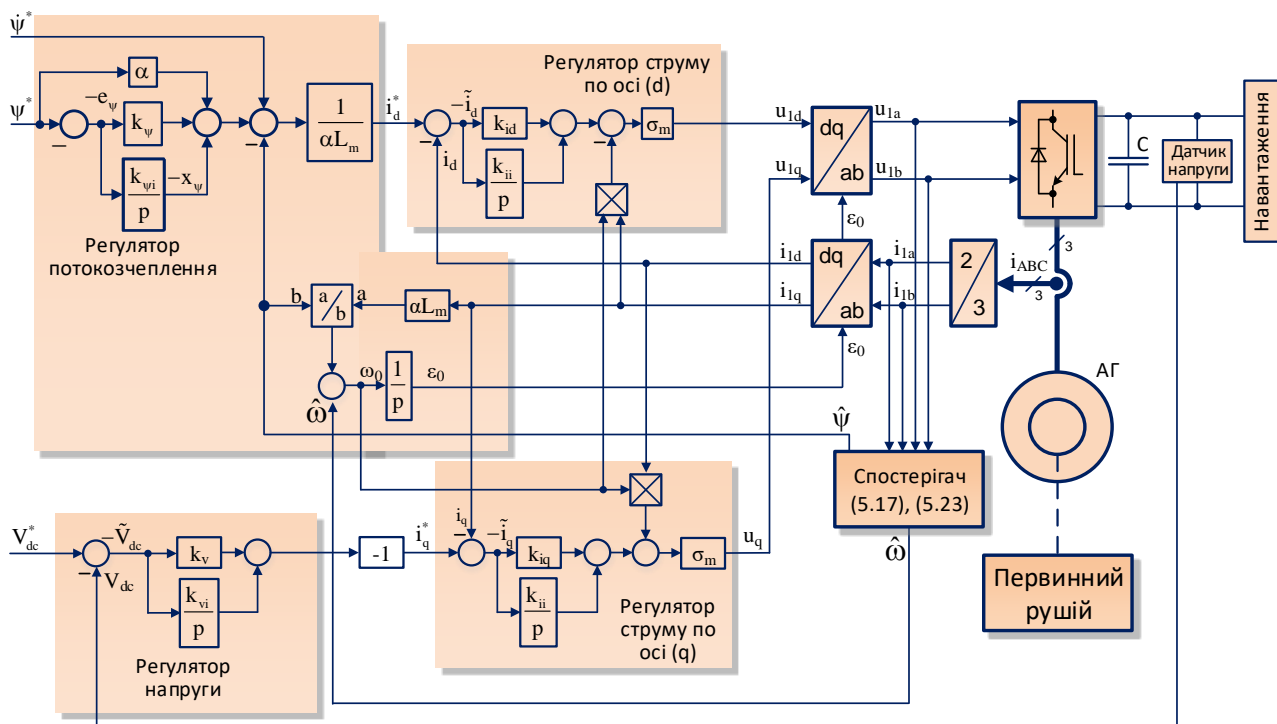


Рис. 5.6. Структурна схема системи бездавачевого керування асинхронним генератором

#### 5.4 Дослідження алгоритму бездавачевого керування асинхронним генератором

Експериментальні дослідження системи бездавачевого керування полеорієнтованим асинхронним генератором виконані на експериментальній установці з АД №1 (параметри наведено в Додатку Б, табл. Б1), опис якої наведено в підрозділі 3.3. Ємність ланки постійного струму силового перетворювача  $C = 1000 \text{ } \mu\text{F}$ . Систему бездавачевого керування реалізовано з використанням спостерігачів, заданих рівняннями (5.17), (5.23) а також (3.8).

При виконанні досліджень використано наступні значення параметрів налаштування системи: коефіцієнти ПІ регуляторів струму  $k_{id1} = k_{iq1} = k_i = 700$ ,  $k_{ii} = 122.5 \cdot 10^3$ ; коефіцієнти ПІ регулятора напруги  $k_v = 0.4$ ,  $k_{vi} = 8$ .

Послідовність операцій керування, яку проілюстровано на рис. 5.7, встановлено наступною: на початку тесту кутова швидкість ротора дорівнює нулю, а ємність ланки постійного струму попередньо заряджена від зовнішнього джерела до напруги 160 В; на початку експерименту задане значення напруги дорівнює напрузі ланки постійного струму; на інтервалі часу 0 – 0.25 с відбувається збудження двигуна з використанням заданої траєкторії потокозчеплення, яка починається зі значення  $\psi^*(0) = 0.02 \text{ Вб}$  і досягає значення  $\psi^*(0) = 0.96 \text{ Вб}$ ; при  $t = 1 \text{ с}$  первинний рушій розганяє асинхронний генератор до швидкості 30 рад/с; на інтервалі часу 3...5 с задане значення напруги лінійно зростає від 160 до 540 В з першою похідною 460 В/с; на інтервалі часу 3.6...5.4 с швидкість первинного рушія збільшується до значення 120 рад/с; при роботі генератора з постійною швидкістю, на інтервалі часу 7...8 с до ланки постійного струму підключається активне навантаження, що створює струм 1.8 А, тобто від генератора під навантаженням відбирається приблизно 1 кВт потужності, що складає близько 60% від номінального значення.

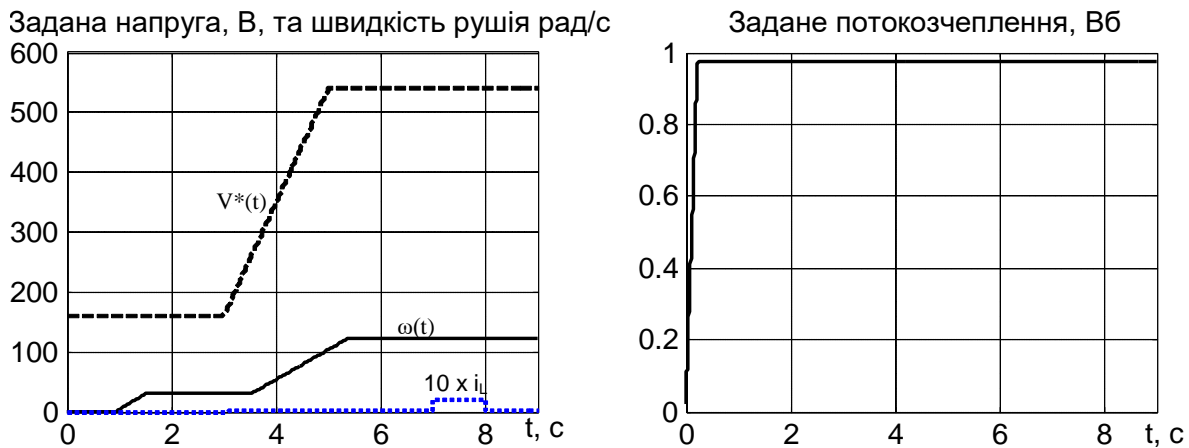


Рис. 5.7. Послідовність операцій керування асинхронним генератором

Графіки перехідних процесів при виконанні описаного тесту показано на рис.5.8 (результати математичного моделювання) і рис. 5.9 (результати експерименту). Як слідує з рис. 5.8, 5.9 розроблена система бездавачевого керування асинхронним генератором забезпечує асимптотичне регулювання напруги ланки постійного струму, в тому числі за умови змінної кутової швидкості. Максимальна динамічна похибка відпрацювання напруги складає близько 9 В, статична похибка дорівнює нулю.

Результати математичного моделювання добре корелюються з результатами експериментальних досліджень, що підтверджує достовірність теоретичних висновків, отриманих при розробці алгоритму керування. Невелика відмінність в рівнях моментотворюючого струму статора пояснюється додатковими струмами витоку в ланці постійного струму експериментальної установки, які не враховані при моделюванні.

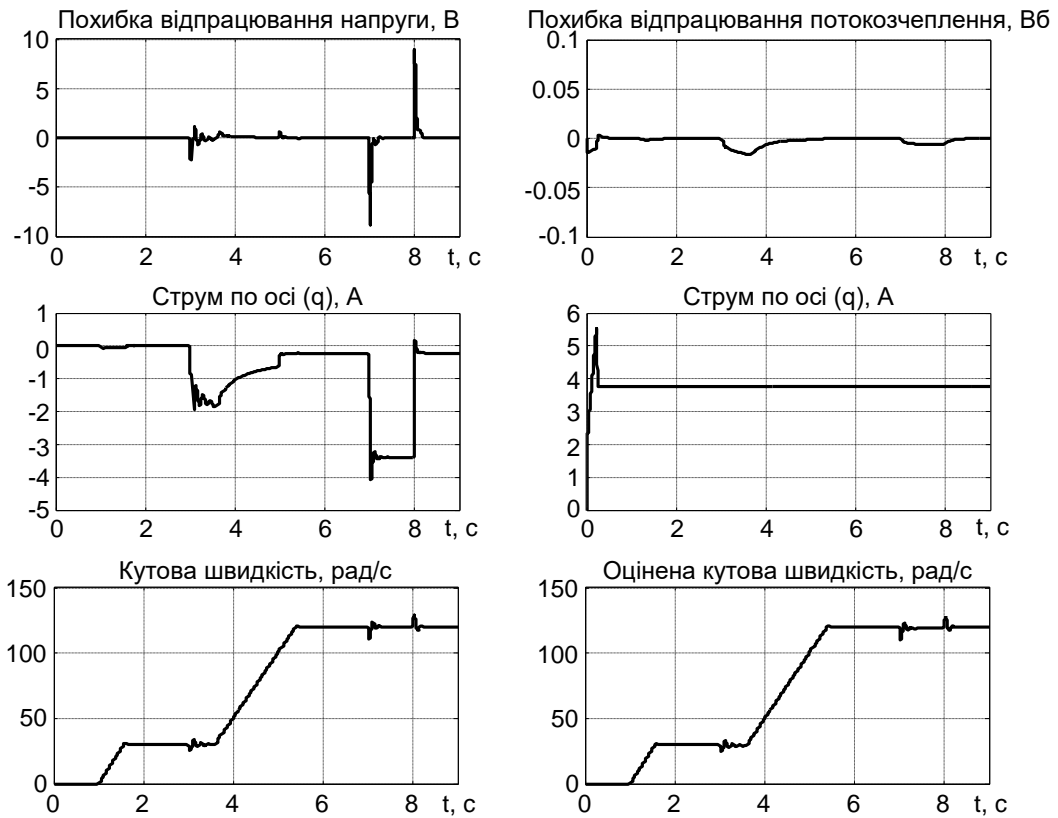


Рис. 5.8. Перехідні процеси в системі бездавачевого керування асинхронним генератором (математичне моделювання)

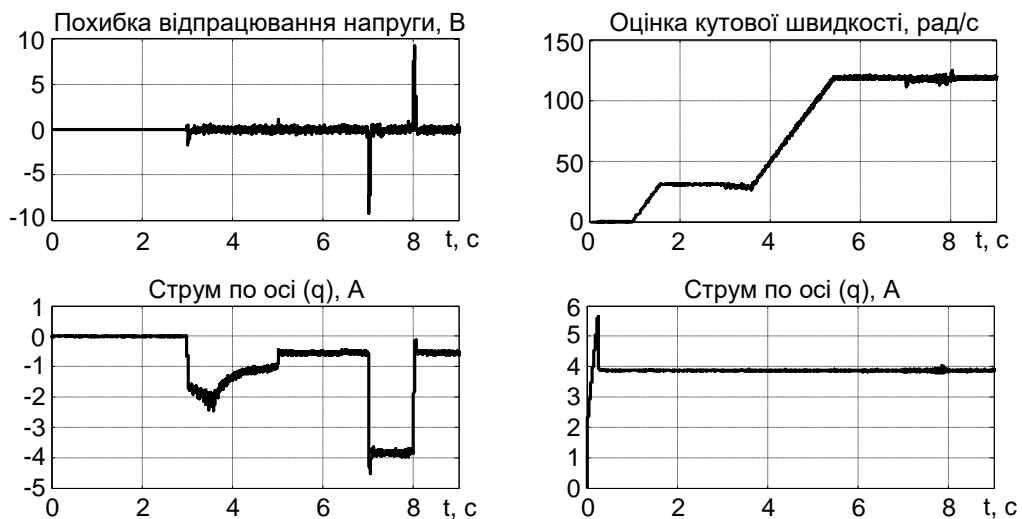


Рис. 5.9. Експериментальні перехідні процеси в системі бездавачевого керування асинхронним генератором

## Висновки по розділу 5

1. Розроблено метод адаптивного оцінювання струмів статора та потокозчеплень ротора асинхронної машини, який за умов персистентності збудження гарантує локальне експоненційне оцінювання постійної кутової швидкості та компонент вектора потокозчеплення ротора.

2. Виконано теоретичне обґрунтування системи непрямого векторного керування полеорієнтованим асинхронним генератором. З представленого теоретичного аналізу слідує, що за умови орієнтації керування за вектором потокозчеплення ротора, розв'язка процесів керування напругою та потокозчепленням дозволяє спроектувати підсистему регулювання напруги використовуючи декомпозиційний підхід з розділенням в часі динаміки напруги та моментотворюючої компоненти струму статора. Результируюча структура динаміки напруги ланки постійного струму дозволяє використовувати лінійний ПІ регулятор напруги забезпечуючи при цьому властивості локальної стійкості при обмеженості струму навантаження. З аналізу структури динаміки підсистеми регулювання напруги запропоновано конструктивну процедуру налаштування контурів регулювання струму та напруги.

3. Розроблено структуру системи прямого векторного керування полеорієнтованим асинхронним генератором, яка базується на використанні адаптивного спостерігача потокозчеплення та кутової швидкості ротора і забезпечує локальне асимптотичне регулювання напруги в ланці постійного струму.

4. Експериментально та методом математичного моделювання показано, що система бездавачевого керування асинхронним генератором забезпечує асимптотичне регулювання модуля вектора потокозчеплення та напруги ланки постійного струму. Результати експериментальних досліджень з високим ступенем точності повторюють результати математичного моделювання, що підтверджує достовірність теоретичних висновків.



## **РОЗДІЛ 6 ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ СИСТЕМ БЕЗДАВАЧЕВОГО КЕРУВАННЯ**

Теорія систем векторного керування без вимірювання механічних координат активно розвивається протягом останніх тридцяти років. З цей час в літературних джерелах представлено значну кількість теоретичних результатів, які досліджувалися лише методом математичного моделювання і демонстрували при цьому високі показники якості керування координатами АД.

Проте необхідно відмітити, що при розгляді систем бездавачевого керування АД, математичного моделювання недостатньо для того щоб зробити висновки про працездатність алгоритму керування на практиці. В практичній реалізації на системі векторного керування здійснюють вплив додаткові збурення, такі як похибки вимірювання сигналів, вимірювальний шум, ефекти дискретизації, похибки інтегрування, неідеальності інвертора, які можуть мати значний вплив на властивості локальної стійкості системи бездавачевого керування.

Тому практична реалізація алгоритмів бездавачевого векторного керування АД та їх повномасштабне дослідження в різних режимах роботи є обов'язковим етапом розробки електромеханічних систем на їх основі.

Метою даного розділу є висвітлення аспектів практичної реалізації систем бездавачевого керування АД та їх промислового впровадження. Основні результати розділу опубліковано в роботах [146 – 152], [228 – 237].

### **6.1 Узагальнена функціональна схема електромеханічної системи на базі асинхронного двигуна без вимірювання механічних координат**

Узагальнена функціональна схема бездавачевого асинхронного електроприводу показана на рис. 6.1. В загальному випадку живлення системи може відбуватися: від некерованого випрямляча, що є стандартною схемою для більшості загальнопромислових застосувань, що живляться від мережі змінного стру-

му; від транзисторного вхідного випрямляча, який забезпечує двонаправлений потік енергії, або від контактної мережі постійного струму через транзисторний комутатор що забезпечує керування процесами рекуперації, як це відбувається в електромеханічних системах тролейбусів і трамваїв; від акумуляторної батареї або суперконденсатора, що є типовим для електромобілів та електроавтобусів.

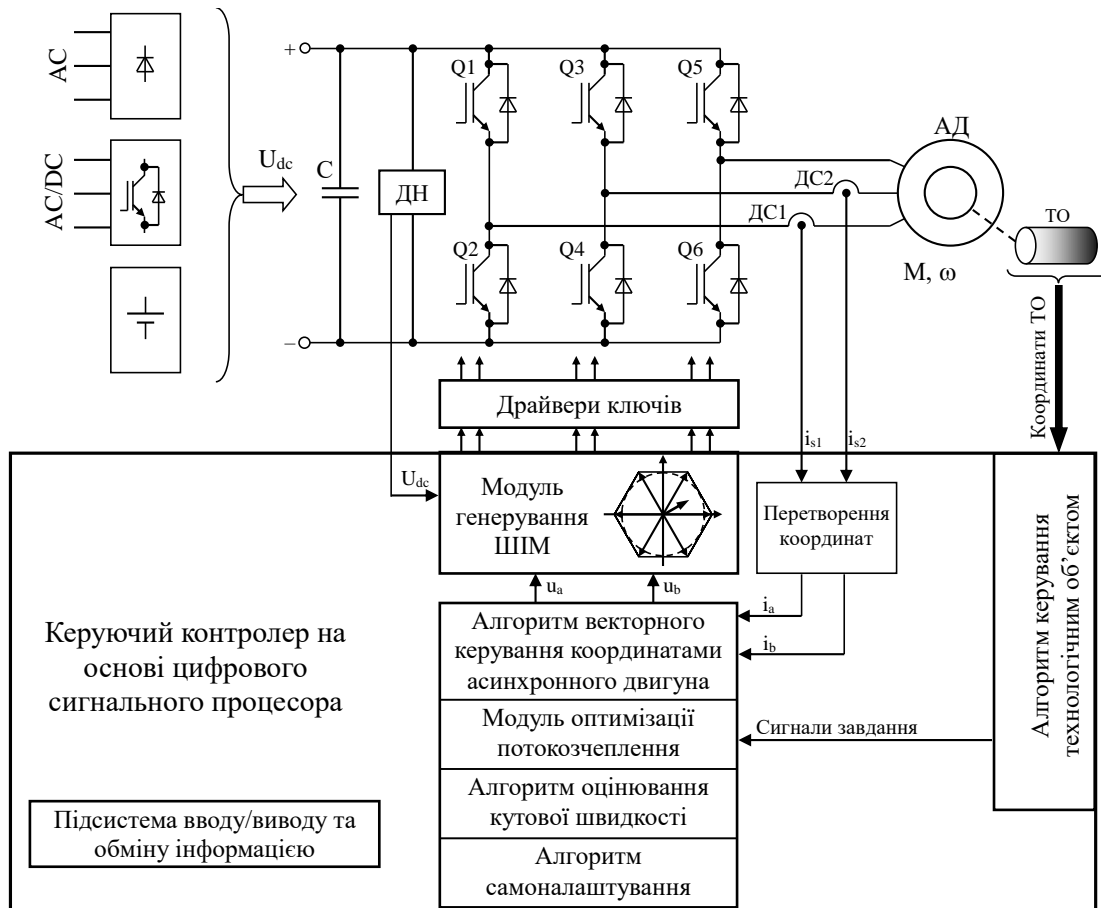


Рис. 6.1. Узагальнена функціональна схема системи бездавачевого керування асинхронним двигуном

У більшості випадків, силова частина перетворювача є стандартною, і вміщує ланку постійного струму, автономний інвертор напруги на основі IGBT, [231], чи MOSFET транзисторів (в останніх поколіннях це можуть бути SiC-транзистори) та драйвери, які забезпечують комутацію силових ключів та їх захист. В транспортних застосуваннях, особливо при розробці електромобілів ставиться додаткова вимога

мінімізації габаритних розмірів силової частини, тому в таких перетворювачах використовують рідинне охолодження замість повітряного.

Для забезпечення високих показників якості керування в системах бездавачевого векторного керування, силова частина має забезпечувати якомога точніше відпрацювання заданого вектора напруги статора, який формується алгоритмом керування електричним двигуном. Для забезпечення цієї умови необхідно використовувати швидкодіючі ключі, що дозволяють мінімізувати мертвий час інвертора і тим самим зменшити його вплив на процеси керування.

Керуючий контролер, як правило, базується на 32-х розрядних цифрових сигнальних процесорах (ЦСП), або мікроконтролерах, що містять ядро ЦСП. Завдяки розвитку засобів мікропроцесорної техніки сьогодні більшість доступних на ринку ЦСП та мікроконтролерів на їх основі, мають вбудовані модулі множення чисел з плаваючою комою, що значно спрощує процес розробки програмного забезпечення та забезпечує достатню для реалізації алгоритмів бездавачевого керування точність.

Функції, які виконуються керуючим контролером в електроприводі змінного струму визначають вимоги до його апаратної та програмної частини, і загалом діляться на дві групи:

1. Функції керування – включають розрахунок алгоритмів керування електричною машиною, генерування імпульсів керування ключами інвертора, розрахунок регуляторів технологічних параметрів, ідентифікацію параметрів двигуна та/або технологічного об'єкта, визначення оптимального потокозчеплення, тощо. Функції керування виконуються в режимі реального часу, тому вони в значній мірі визначають вимоги до швидкодії мікропроцесорного пристрою. Додатково до функцій керування можна віднести методи цифрової обробки сигналів при опрацюванні зворотних зв'язків, що може бути нетривіальною задачею, наприклад при вимірюванні широтно-імпульсно модульованої напруги на виході інвертора.

2. Функції автоматизації розділяються на дві частини – внутрішня автоматизація перетворювача (керування зарядним реле, системою охолодження, захисти, тощо), а також зовнішня автоматизація, яка передбачає отримання та обробку ко-

манд по каналам дискретних входів або по цифровим послідовним інтерфейсам від зовнішніх віддалених систем, формування станів дискретних виходів та аналогових сигналів, аналіз сигналів від зовнішніх аналогових входів. Вимоги до зовнішньої автоматизації формуються технологічним процесом, для якого проектується система бездавачевого керування.

З врахуванням вимог до сучасних електроприводів та перелічених функцій керуючого контролера, його типова функціональна схема має вигляд представлений на рис. 6.2, де сірим кольором виділено спеціалізовану частину контролера, яка містить модулі, необхідні для керування електромеханічними системами.

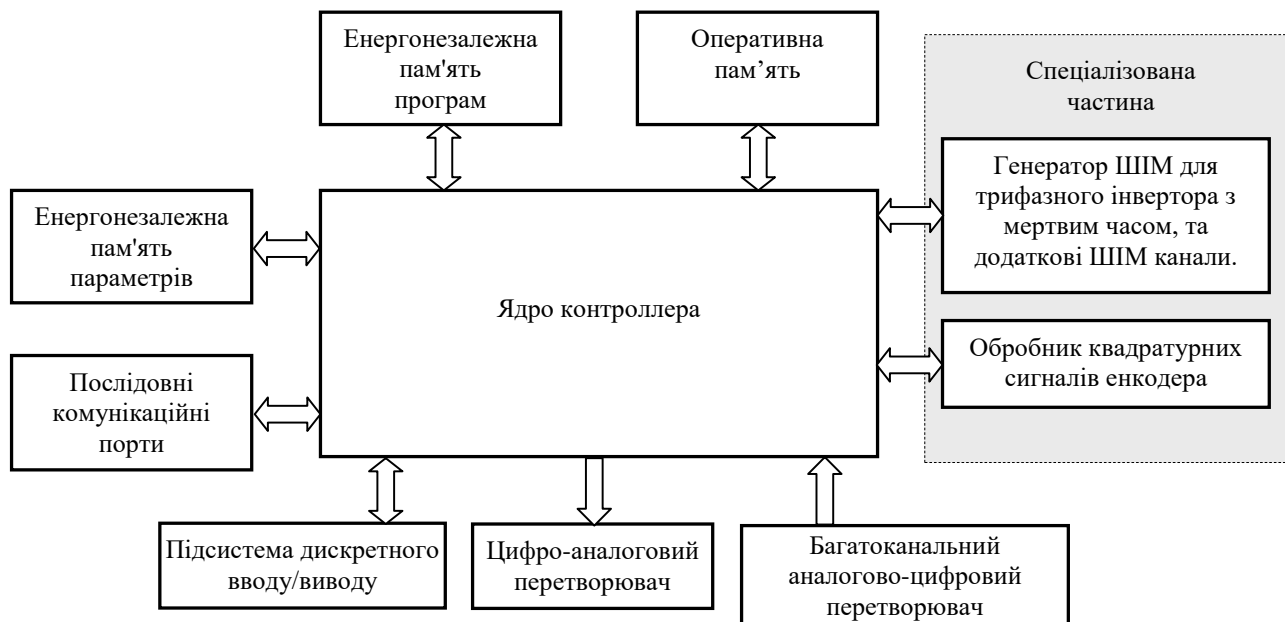


Рис. 6.2. Типова функціональна схема керуючого контролера

Ядро контролера – виконує всі необхідні обчислення та маніпуляції з даними. Енергонезалежна пам'ять програм – зберігає програму, за якою працює керуючий контролер. Як правило вміст цієї пам'яті є недоступним для зміни кінцевим користувачем. Оперативна пам'ять – має стандартне призначення, тобто в ній зберігаються робочі дані, значення змінних системи та інша оперативна інформація. Енергонезалежна пам'ять параметрів – призначена для збереження параметрів налаштування системи, які здійснюються кінцевим користувачем.

Генератор ШІМ для трифазного інвертора з «мертвим часом» – забезпечує формування шести імпульсів керування силовими ключами інвертора, при цьому імпульси формуються як три компліментарні пари (одна пара на кожне плече інвертора). Імпульси кожної з пар мають регульований «мертвий час». Додаткові ШІМ канали – призначені для керування ключем клампера, формування аналогового виходу та інших функцій. Аналогово-цифровий перетворювач – для перетворення аналогової інформації, що надходить від датчиків та задаючих елементів у цифрову форму. Цифро-аналоговий перетворювач – як правило використовується для організації аналогового виходу з перетворювача частоти. Підсистема дискретного вводу/виводу забезпечує проходження всіх дискретних і аналогових сигналів, необхідних для внутрішньої та зовнішньої автоматизації. Послідовні комунікаційні порти – забезпечують апаратну підтримку інтерфейсів обміну даними з системами верхнього рівня.

## **6.2 Керуючі контролери для реалізації алгоритмів векторного керування**

В ході виконання дисертаційної роботи розроблено ряд контролерів для реалізації систем векторного керування які базуються на ЦСП TMS320F28335 та TMS320F28069 [125], [186]. Обидва ЦСП є спеціалізованими для побудови систем керування електроприводами та пристроями силової електроніки, мають 32 розрядну шину та здатні виконувати операцію MAC (Multiply Add and aCcumulate) над дійсними числами за один такт.

Контролер на основі TMS320F28335 працює на тактовій частоті 150 МГц, має більшу обчислювальну потужність та збільшену кількість оперативної пам'яті для реалізації систем векторного керування у особливо відповідальних застосуваннях, наприклад в електричному транспорті, електромеханічних системах з машинами подвійного живлення, тощо. Функціональна схема контролера на основі TMS320F28335 показана на рис. 6.3, [186].

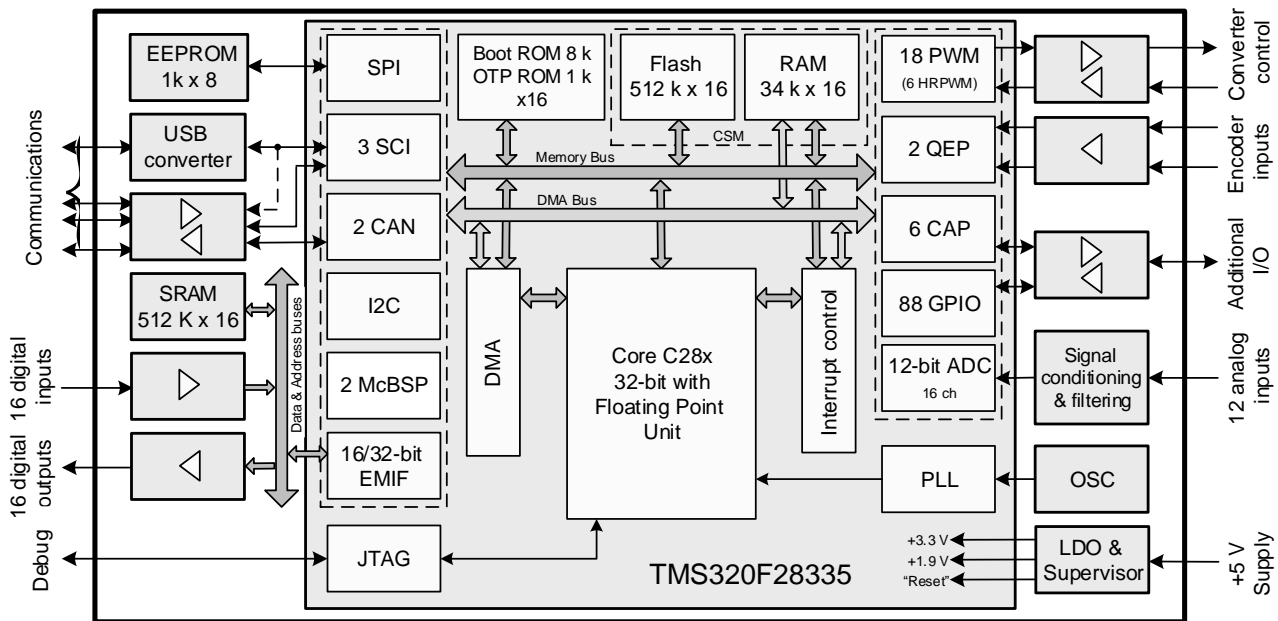


Рис. 6.3. Функціональна схема контролера на основі TMS320F28335

Конструктивно контролер виконано на шестишаровій друкованій платі таким чином, щоб його можна було застосовувати як при виробництві нових перетворювачів, так і для інтеграції в існуючі перетворювачі через проміжні інтерфейсні плати. З метою забезпечення уніфікації, контролер не містить на платі встановлених трансіверів для мережових та послідовних інтерфейсів, гальванічної розв'язки та драйверів, оскільки набір цих елементів може змінюватися при зміні потужності перетворювача та сфери його застосування. Всі входні та вихідні дискретні сигнали мають рівень логічної одиниці +5В, діапазон зміни напруги аналогових входів визначається параметрами пасивних компонентів у схемах кондиціонування сигналів. Контролер потребує лише однієї напруги живлення +5 В.

Основні характеристики контролера на основі TMS320F28335 зведено в Табл. 6.1, а його зовнішній вигляд представлено на рис. 6.4.

Контролер на основі TMS320F28069 розроблявся як уніфіковане економічно ефективне рішення для побудови загальнопромислових електроприводів. З цією метою на його платі вже встановлено набір гальванічно розв'язаних комунікаційних інтерфейсів, таких як RS-485, CAN, а також гальванічно розв'язані дискретні входи/виходи. Контролер передбачає під'єднання зовнішнього пульта керування

для налаштування параметрів та індикації значень поточних змінних, а також під'єднання зовнішнього SCI-USB конвертора для підключення системи керування до персонального комп'ютера. Характеристики контролера на основі TMS320F28069 наведено в Табл. 6.2, а його зовнішній вигляд представлено на рис. 6.5.

Таблиця 6.1. Характеристики контролера на основі TMS320F28335

Тактова частота, розрядність	150МГц, 32-bit.
Пам'ять	256k x 16 Flash, 34k x 16 SRAM, 8k x 16 Boot ROM 1k x 16 OTP ROM (on-chip); 512k x 16 SRAM, 1kB Serial EEPROM (on-board).
Аналогові входи	12 каналів, 12 розрядний АЦП, час перетворення 80 нс.
Кількість дискретних входів/виходів	16/16.
Керування силовими перетворювачами	9 ШІМ виходів; 6 входів для сигналів драйверного захисту силових ключів.
Сигнали фотоімпульсних датчиків швидкості; модулі захвату сигналів	підключення до 2х фотоімпульсних датчиків швидкості/положення; до 6 входів модуля захвату сигналів.
Комунікаційні інтерфейси	USB 2.0 (on-board); 1 синхронний послідовний порт; 2 асинхронних послідовних порта, сигнали CAN інтерфейсу для зовнішніх трансіверів.
Програмування та відладка	Інтерфейс JTAG, три світлодіода для відладки.
Габаритні розміри та живлення	125 x 80 x 25, +5 В.

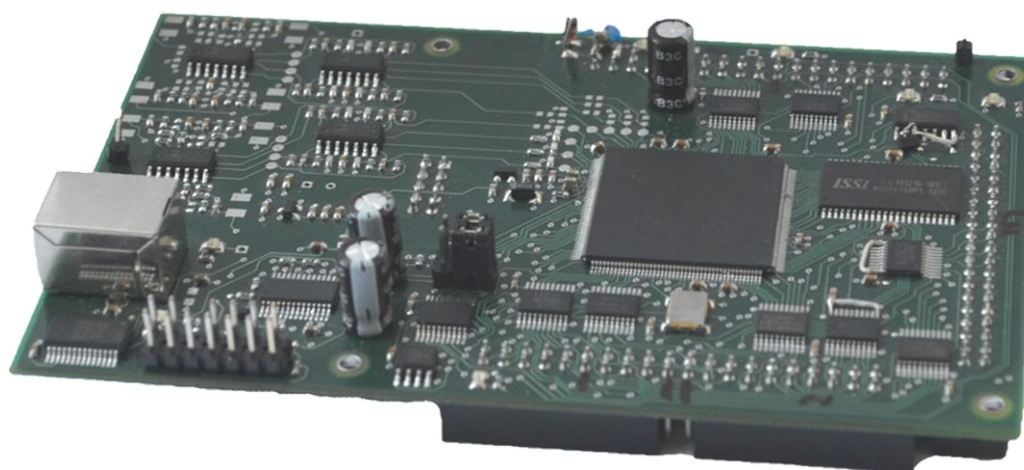


Рис. 6.4. Зовнішній вигляд керуючого контролера на основі TMS320F28335

Таблиця 6.2. Характеристики контролера на основі TMS320F28069

Тактова частота, розрядність	90 МГц, 32-bit.
Пам'ять	128k x 16 Flash, 50k x 16 SRAM, 32k x 16 Boot ROM 1k x 16 OTP ROM (on-chip); 1kB Serial EEPROM (on-board).
Аналогові входи	12 розрядний АЦП, час перетворення 290 нс, 6 каналів для датчиків струму/напруги, два уніфіковані входи 0...10 В/4...20 мА, 4 резервні входи 0...3 В.
Аналоговий вихід	Один, 0...5 В.
Кількість дискретних гальванічно розв'язаних входів/виходів	6/3.
Кількість додаткових дискретних входів/виходів (не розв'язаних)	2/5.
Керування силовими перетворювачами	7 ШІМ виходів; 3 входи для сигналів драйверного захисту силових ключів.
Сигнали фотоімпульсних датчиків швидкості; модулі захвату сигналів	підключення до 2х фотоімпульсних датчиків швидкості/положення; до 6 входів модуля захвату сигналів.
Комунікаційні інтерфейси	Сигнали асинхронного порту для зовнішнього USB конвертера; 1 синхронний послідовний порт для підключення пульта керування; гальванічно розв'язані RS-485 та CAN.
Програмування та відладка	Інтерфейс JTAG, два світодіода для відладки.
Габаритні розміри та живлення	120 x 90 x 40, +5 В, +5В.

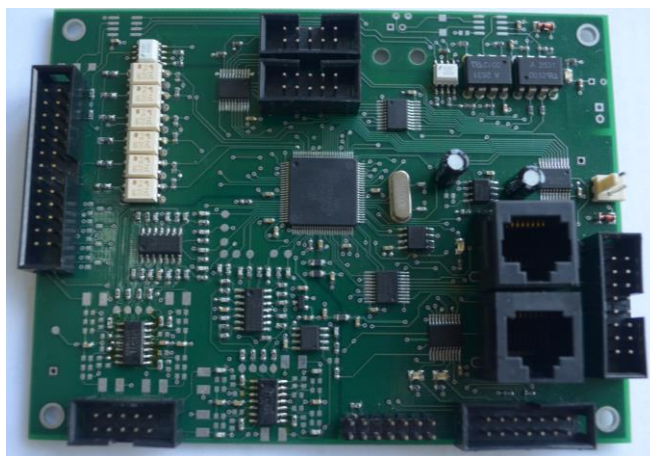


Рис. 6.5. Зовнішній вигляд керуючого контролера на основі TMS320F28069



### 6.3 Розробка програмного забезпечення для практичної реалізації та промислового впровадження розроблених структур векторного керування

Розробку програмного забезпечення для ЦСП виконано в середовищі Code Composer Studio 5.3 (CCStudio) [125] на мові програмування C++. Для уніфікації програмного забезпечення воно розділяється на три складові: базову, керування та автоматизації.

Базова частина (ядро) реалізує цикл реального часу, та забезпечує: ініціалізацію контролера, роботу з енергонезалежною пам'яттю для збереження/відновлення параметрів налаштування, вимірювання аналогових сигналів по каналах АЦП, генерування ШІМ для інвертора та інших напівпровідникових ключів, роботу підсистеми вводу/виводу дискретних сигналів, обробку сигналів фотоімпульсних датчиків швидкості та вимірювання кутового положення і швидкості. Тобто фактично ядро програмного забезпечення – це операційна система реального часу яка забезпечує всі необхідні функції для нормального функціонування підсистем керування та автоматизації.

Першою важливою функцією ядра є організація циклу реального часу, тобто запуск обрахунку алгоритмів керування та видачу керуючої дії через фіксовані, достатньо малі інтервали часу, які називаються тактом квантування  $T_s$ . Для відліку тактів квантування використано спеціалізовані 32-розрядні таймери-лічильники ядра ЦСП, рис. 6.6, які налаштовано на режим неперервної лічби таким чином, щоб по закінченню періоду підрахунку імпульсів генерувалося переривання реального часу.

В основній програмі, після закінчення процесів ініціалізації ЦСП та інших елементів системи, організовано нескінченний цикл, як показано на рис.6.7. Програма зациклюється в нескінченному циклі до моменту часу, коли буде переповнено (обнулено) тайме реального часу. Ця подія викличе генерування переривання реального часу і керування буде передано підпрограмі обробнику переривання `Timer1PeriodInterrupt()`, див. рис. 6.8, в якій змінна `PeriodFlag` стане рівною одиниці.

В цьому випадку виконається умова вкладеного циклу і буде виконано операції одного такту керування та обнулено змінну PeriodFlag. Після виконання одного такту керування програма переходить до очікування наступного переривання реального часу.

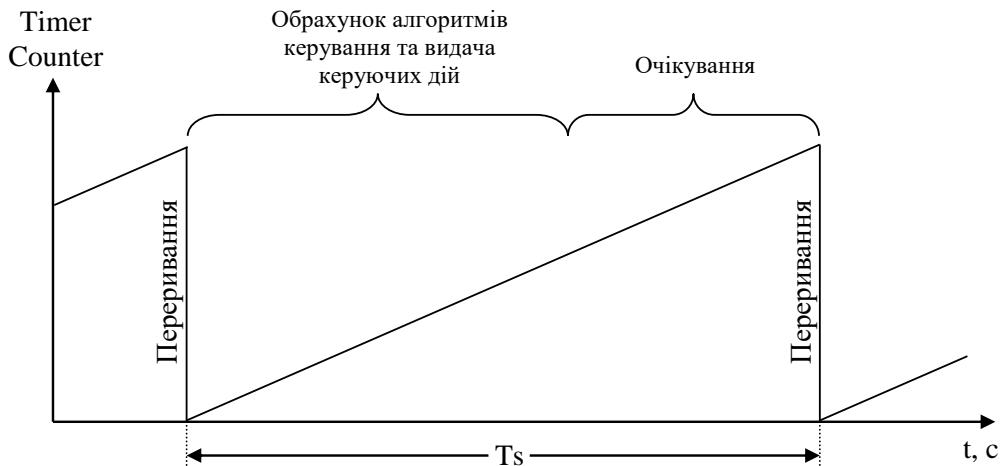


Рис. 6.6. Цикл реального часу

Необхідно відзначити, що на інтервалі очікування в нескінченному циклі можна виконувати широкий спектр функцій мікроконтролера, які не потребують виконання в режимі реального часу. Наприклад це можуть бути функції автоматизації, деякі функції захисту, тощо.

Таким чином, після завершення процесів ініціалізації контролера, всі процеси керування та автоматизації є тактованими в режимі реального часу. При розробці програмного забезпечення для систем реального часу важливим є дотримання обмежень на час обрахунку одного такту, щоб він не перевищував такту квантування. Тому необхідно уникати організації потенційно нескінченних циклів очікування певних подій, або громіздких підрахунків, наприклад контрольних сум над великим масивом даних. У випадку, якщо цикл очікування всередині такту квантування все ж таки організовується, то обов'язковим є запуск запобіжного лічильника кількості пройдених циклів, який по досягненню максимальної кількості припинить їх виконання і продовжить виконувати основну програму в межах такту квантування. Якщо підрахунок контрольної суми над великим масивом даних є необхідним, то він

може здійснюватися у вільний час мікроконтролера, тобто в режимі очікування, див. рис. 6.6.

```
void main()
{
// Ініціалізація
...
PeriodFlag=0;
// Нескінченний цикл
while (1)
{
    while (PeriodFlag)
    {
        PeriodFlag=0;
        // Опитування АЦП
        // Розрахунок алгоритму керування
        // Розрахунок ШІМ
        // Видача імпульсів керування
    }
}
}
```

Рис. 6.7. Організація циклу реального часу

```
interrupt Timer1PeriodInterrupt()
{
    PeriodFlag=1;
}
```

Рис. 6.8. Підпрограма обробки переривання таймера

Загальний алгоритм роботи системи керування електричним двигуном зображено на рис. 6.9. Після отримання контролером живлення, виконується ініціалізація регістрів налаштування ЦСП, яка включає в себе налаштування:

- 1) тактових частот ядра процесора та периферійних модулів;
- 2) внутрішньої флеш-пам'яті;

- 3) підсистеми переривань з наданням дозволів та пріоритетів відповідним перериванням, які задіяні в роботі системи;
- 4) сторожового таймера (WatchDog) для запобігання програмного «зависання» мікроконтролера;
- 5) підсистеми прямого доступу до пам'яті (Direct Memory Access – DMA), яка дозволяє пришвидшити керування процесами обміну даними між периферійними модулями такими як АЦП, комунікаційні порти та оперативною пам'яттю мікроконтролера;
- 6) підсистеми вводу/виводу, тобто визначення функцій для мультиплексованих виводів процесора, призначення функцій входів або виходів конкретним виводам, встановлення їх у необхідний вихідний стан;
- 7) модуля аналого-цифрового перетворювача, що передбачає специфікацію кількості необхідних каналів вимірювання, черговість та синхронізацію перетворень з необхідними подіями;
- 8) модуля генерування векторної ШІМ, що передбачає специфікацію періода ШІМ, величини мертвого часу інвертора, логіки формування вихідних імпульсів ШІМ з визначенням необхідної полярності імпульсів керування («Active High» - IGBT ключ переводиться у провідний стан, коли сигнал керування в стані логічної одиниці, «Active Low» - коли сигнал керування в стані логічного нуля), методу оновлення інформації в регістрах порівняння, реакції на активацію сигналу захисту перетворювача;
- 9) модуля вимірювання кутової швидкості для систем з датчиком швидкості та модуля захвату сигналів;
- 10) комунікаційних портів та мережевого інтерфейсу CAN.

Після завершення процесу ініціалізації, програмне забезпечення має доступ до всіх апаратних підсистем контролера, перетворювача, технологічного об'єкта, тощо, тобто має здатність керувати всіма вихідними пристроями і отримувати інформацію, що надходить із зовні для обробки.

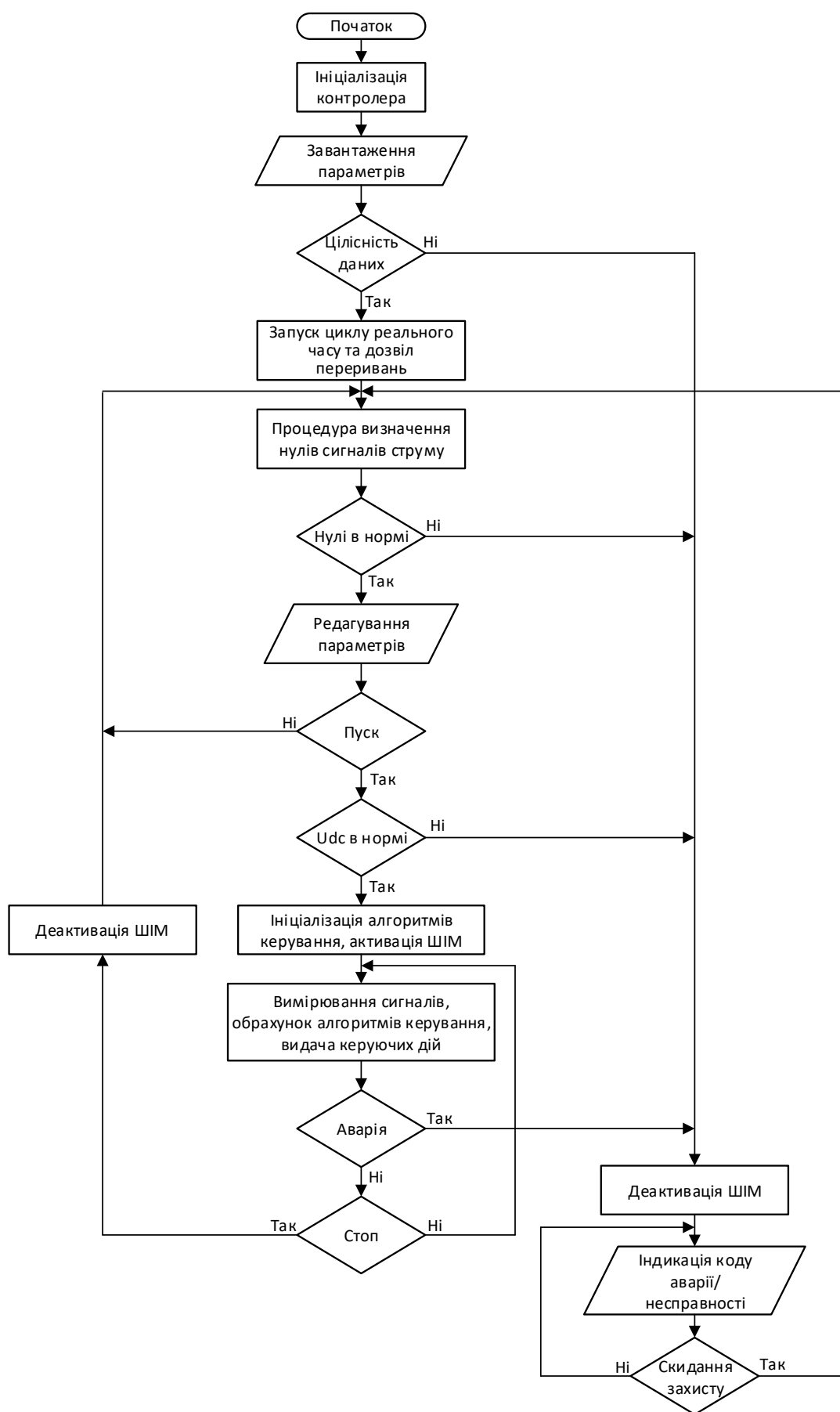


Рис. 6.9. Загальний алгоритм функціонування програми ЦСП

Наступним кроком є зчитування параметрів налаштування системи, які зберігаються в зовнішній енергонезалежній пам'яті. В сучасних системах векторного керування кількість таких параметрів сягає декількох сотень. Параметри налаштування визначають налаштування як алгоритмів керування двигуном, так і системні функції, захисти та функції автоматизації. Тому на етапі зчитування параметрів важливим є аналіз цілісності зчитаних з мікросхеми енергонезалежної пам'яті даних. Для цього зазвичай використовують метод порівняння контрольних сум: зчитаної з пам'яті та розрахованої над масивом зчитаних даних. У випадку їх відмінності, подальша робота перетворювача має бути безумовно заборонена, оскільки некоректні параметри налаштування можуть призвести до порушення технологічного процесу і виникнення аварійних режимів роботи або навіть виходу з ладу устаткування, в якому використовується перетворювач.

Якщо параметри налаштування зчитано коректно, то наступним кроком запускається таймер реального часу та надається дозвіл на переривання системи. Всі наступні дії та перевірки відбуваються синхронізовано з тактом квантування.

Важливим етапом ініціалізації для забезпечення нормального функціонування системи є знаходження відповідності коду на виході АЦП нульовому значенню струмів на виході інвертора. Процедура визначення нулів сигналів струму має відбуватися при дезактивованому інверторі, тобто коли фізичні струми через давачі не протікають.

Розглянемо спрощену схему перетворення сигналу на виході датчика струму, показану на рис. 6.10. Датчик струму перетворює вхідний первинний синусоїдальний струм, що протікає в діапазоні  $\pm I_{\text{MAX}}$  у вихідний вторинний струм, що створює на вимірювальному резисторі  $R$  змінну напругу. Схема кондиціонування сигналу перетворює сигнал з виходу датчика до діапазону  $[0, U_{\text{ADCmax}}]$ , який подається на вхід АЦП. Таким чином видно, що нуль первинного струму на вході датчика в ідеальному випадку відповідає напрузі  $U_{\text{off}}$  на вході АЦП, яка буде перетворена у

значення коду, що відповідає  $\frac{2^N}{2} = 2^{N-1}$ , де  $N$  – розрядність АЦП. Тобто формула для отримання виміряного значення струму в програмі набуває вигляду

$$i_p = (D_{ADC} - D_{off}) k_{si}, \quad (6.1)$$

де  $i_p$  – значення виміряного струму в програмі,  $D_{ADC}$  – код на виході АЦП,  $D_{off}$  – значення коду АЦП, що відповідає нульовому первинному струму, в ідеальному випадку  $D_{off} = 2^{N-1}$ , тобто половині від максимального коду АЦП,  $k_{si} = \frac{I_{MAX}}{2^{N-1}}$  – масштабуючий коефіцієнт для розрахунку струму в Амперах.

Внаслідок обмеженої точності виготовлення пасивних компонентів, розкиду параметрів датчиків і операційних підсилювачів, а також зміни параметрів аналогових схем під дією факторів оточуючого середовища, значення напруги зсуву нуля  $U_{off}$  може змінюватися в незначних межах.

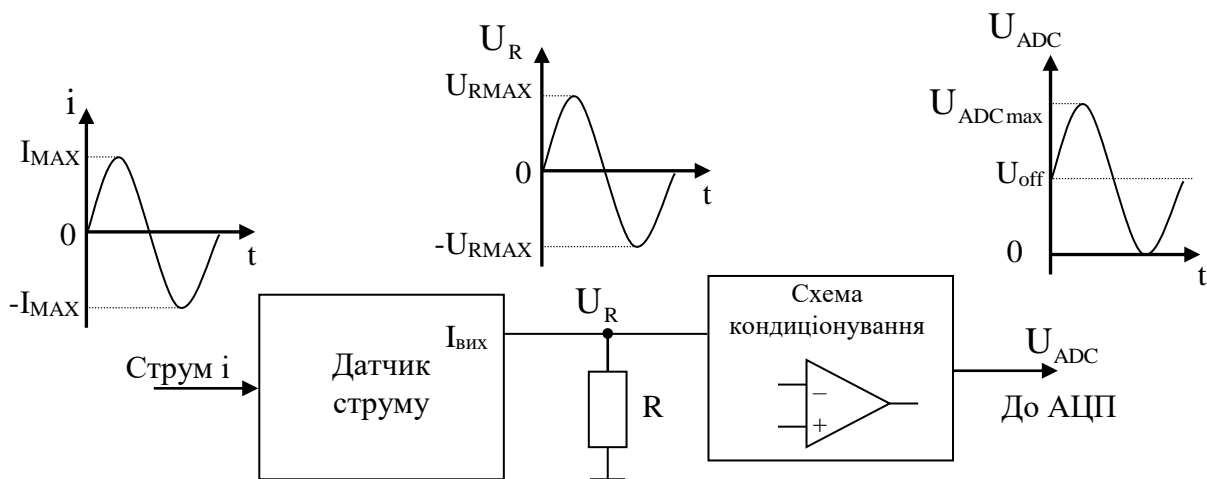


Рис. 6.10. Схема електрична принципова кондиціонування сигналу змінного струму

Зміни напруги  $U_{off}$  призведуть до того, що нуль струму вже не буде відповідати середині вихідного діапазону АЦП, тому застосування формули (6.1) з  $D_{off} = 2^{N-1}$  призведе до штучного зсуву виміряного струму на постійну величину. Наявність постійної складової у виміряному струмі призведе до появи пульсацій у

струмах, перетворених в синхронну систему координат. Конттури струму з ПІ регуляторами, що застосовуються в системах векторного керування будуть компенсувати неіснуючу складову струму, що призведе до її появи в реальному струмі статора, і як наслідок, до додаткових теплових втрат в двигуні. Даний ефект проілюстровано на рис. 6.11, де показано результати математичного моделювання роботи системи векторного керування з датчиком швидкості при використанні послідовності операцій аналогічній до рис. 3.3 з  $\omega^* = 25$  рад/с та додаванням у вимірний сигнал струму по одній з фаз постійної складової на рівні 0.5 А. Як видно з рис. 6.11, пульсації, зумовлені похибкою вимірювання струму з'явилися як у перетворених струмах, так і в сигналі похибки відпрацювання кутової швидкості (тобто з'явилися і в моменті двигуна), а дійсний фазний струм статора став несиметричним, оскільки в ньому з'явилася постійна складова.

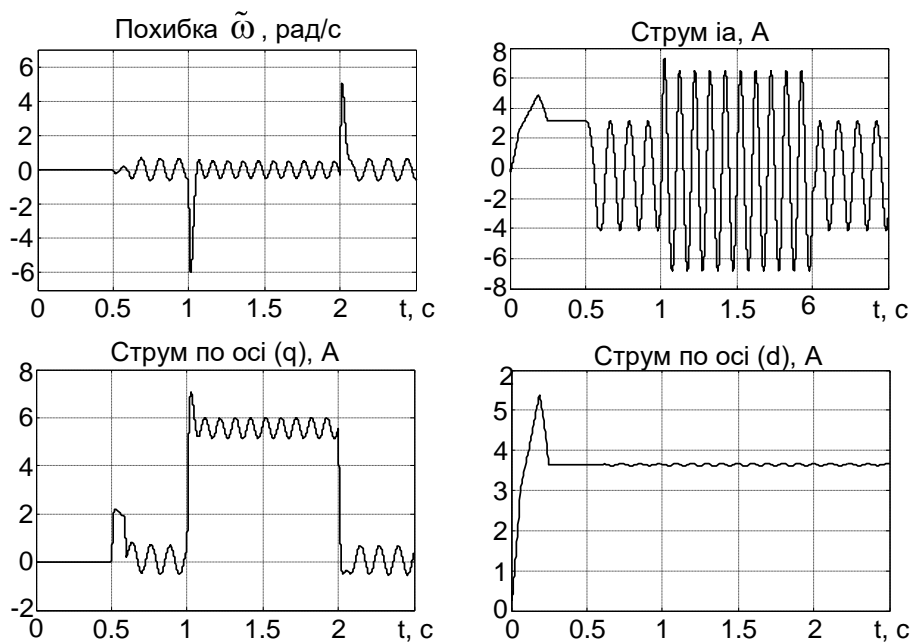


Рис. 6.11. Перехідні процеси при наявності зсуву нуля в каналі вимірювання фазного струму АД

Для уникнення цього ефекту, необхідно визначати реальний зсув нуля струму перед кожним запуском двигуна в роботу. Для цього достатньо знімати показники АЦП по каналам фазних струмів при неактивному інверторі, які в цьому режимі



будуть відповідати поточним значенням  $D_{\text{off}}$ . Для уникнення можливих похибок, викликаних шумами вимірювання, виміряні значення доцільно пропускати через фільтр.

Отримані значення  $D_{\text{off}}$  мають додатково контролюватися на предмет величини їх відхилення відносно очікуваного значення  $2^{N-1}$ . Значні відхилення від цієї величини свідчать про некоректну роботу схеми кондиціонування сигналів, або порушення в роботі датчика струму.

При неактивному інверторі програмне забезпечення допускає зміну параметрів системи, які можуть вноситися користувачем.

При надходженні команди «Пуск», відбувається контроль заряду ємності фільтру, і якщо напруга в ланці постійного струму є достатньою, відбувається ініціалізація алгоритмів керування, активація інвертора і розпочинається керування двигуном. В стандартних загальнопромислових електроприводах при успішному заряді ємності додатково видається команда на комутацію зарядного реле, що шунтує струмообмежуючий зарядний резистор. При активному інверторі включаються всі захисні функції, які контролюють стан напруги ланки постійного струму, вихідних струмів, технологічних параметрів, тощо. У випадку, коли один з контрольованих параметрів виходить за допустиму межі, або приходить сигнал захисту перетворювача від драйвера, контролер примусово деактивує інвертор, та переходить в режим обробки аварійної ситуації, що супроводжується індикацією коду аварії. Скидання аварії та повторний запуск інвертора і двигуна може відбуватися в автоматичному і ручному режимах, в залежності від вимог технологічного процесу.

При виконанні практичної реалізації алгоритмів векторного керування було використано модифіковану процедуру обробки сигналів від датчиків струму. В стандартному випадку, для уникнення додаткових перешкод при вимірюванні сигналів вихідних струмів, що вносяться процесами комутації транзисторів інвертора, запуск АЦП прийнято здійснювати при переповненні та обнуленні таймера ШІМ, як це показано на рис. 6.12. Такий спосіб має апаратну підтримку синхронізації вимі-

рювань на всіх спеціалізованих контролерах і не потребує додаткових обчислювальних ресурсів. Разом з тим при максимальних індексах модуляції, високочастотні коливання струму в фазах, які викликані комутацією ключів можуть впливати на виміряні сигнали струмів.

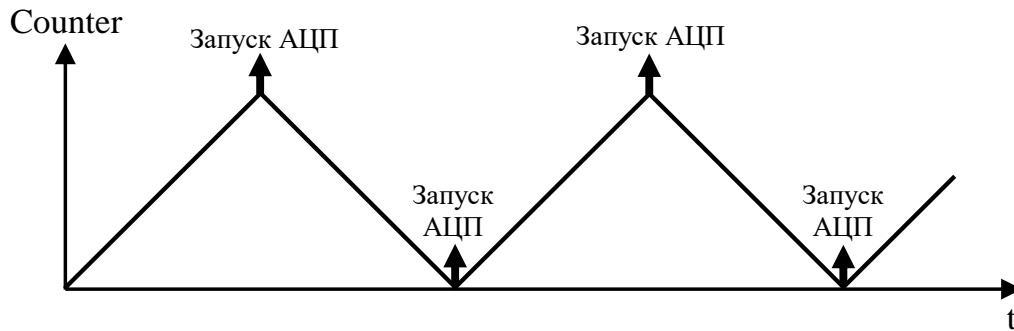


Рис. 6.12. Синхронізація АЦП з таймером ШІМ

Для уникнення цього явища, запропоновано наступний спосіб вимірювання сигналів вихідних струмів. АЦП виконує перетворення каналу вимірювання струму з частотою в 5 – 10 разів вищою за частоту широтно-імпульсної модуляції. З метою зменшення навантаження на ядро мікроконтролера, АЦП може працювати в автономному режимі, зберігаючи результати перетворень напряму в оперативну пам'ять з використанням DMA модуля. На початку такту квантування, результуючий масив вимірів обробляється наступним чином: відкидаються мінімальне та максимальне значення з виміряних даних, а всі інші усереднюються. В результаті отримуються значення струму, усереднені за період ШІМ або за такт квантування. Такий спосіб обробки сигналів струму дозволяє уникнути недоліків попереднього методу, проте він вимагає додаткових обчислювальних ресурсів на знаходження усереднених значень струму в реальному часі.

Процес розробки програмного забезпечення для керуючих контролерів вимагає на заключному етапі проведення значної кількості експериментальних досліджень, при виконанні яких використання емулятора, підключеного безпосередньо до контролера є або небажаним з точки зору безпеки проведення експериментів,

або навіть неможливим через конструктивні особливості технологічного обладнання, в якому використовується система керування.

Для зручного налаштування параметрів систем векторного керування, а також для візуалізації процесів, що протікають в системі виконано розробку програмного забезпечення для персонального комп'ютера, що працює під керуванням операційної системи Windows 7 – 10.

Підключення контролера до персонального комп'ютера здійснюється через асинхронний порт мікроконтролера та USB порт комп'ютера за посередництвом мікросхеми FT232RL, яка перетворює сигнали асинхронного послідовного порту до сигналів стандарту USB і навпаки.

При запуску програми відкривається вікно налаштувань, яке показано на рис. 6.13. При налаштуванні можна вибрати швидкість передачі даних, вказати на вихідні файли проекту в CCStudio, в яких оголошені змінні, що потребують доступу, а також на файл розподілу пам'яті (.map файл) з адресами цих змінних.

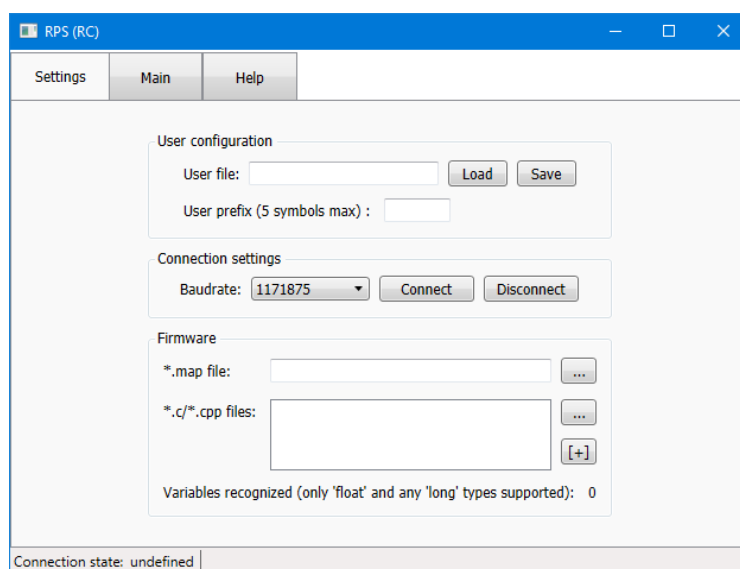


Рис. 6.13. Вікно налаштування програми

При натисканні на вкладку Main відкривається основне вікно програми, рис. 6.14, де відображаються всі змінні проекту, які оголошені як float або long. У випадку, якщо змінні програми те потрібно додавати у список доступних зовні змінних, їх можна оголосити як float32, або int32, які визначені функцією typedef відповідно як float і long.

Всі змінні, що відображаються в основному вікні, можуть бути зчитані та модифіковані. Для того, щоб візуалізувати певну змінну, її потрібно додати в список змінних, які передаються з контролера на комп'ютер в режимі реального часу.

Вікно віртуального осцилографа, яке відкривається натисканням кнопки «Oscilloscope» в основному вікні програми, показано на рис. 6.15. У вікні осцилографа можна розташовувати до 16 вікон одночасно, кожне з яких забезпечує візуалізацію одного графіка перехідного процесу. Окрім візуалізації, в кожному вікні реалізовані функції масштабування відображуваних даних, а також курсори для визначення точних значень в конкретних точках графіків перехідних процесів.

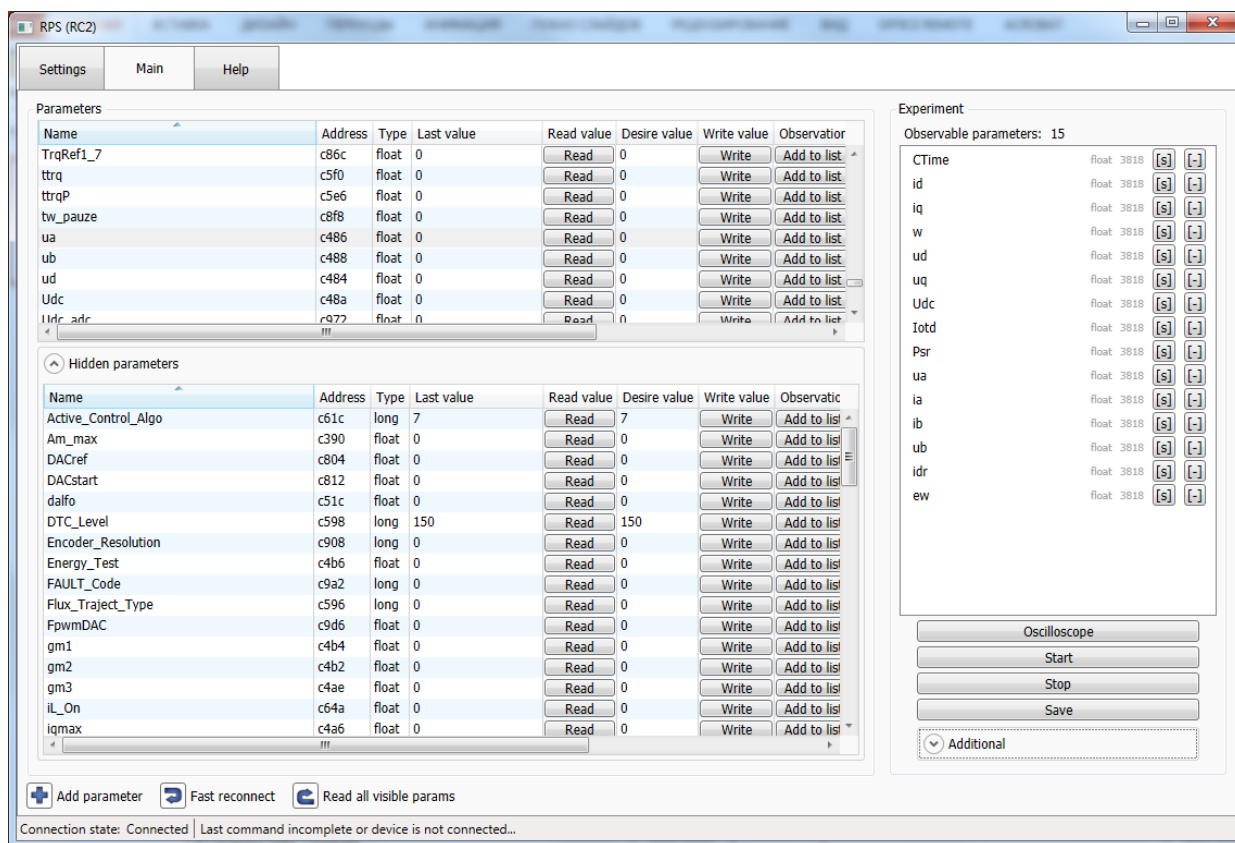


Рис. 6.14. Вікно редагування параметрів та вибору змінних для візуалізації

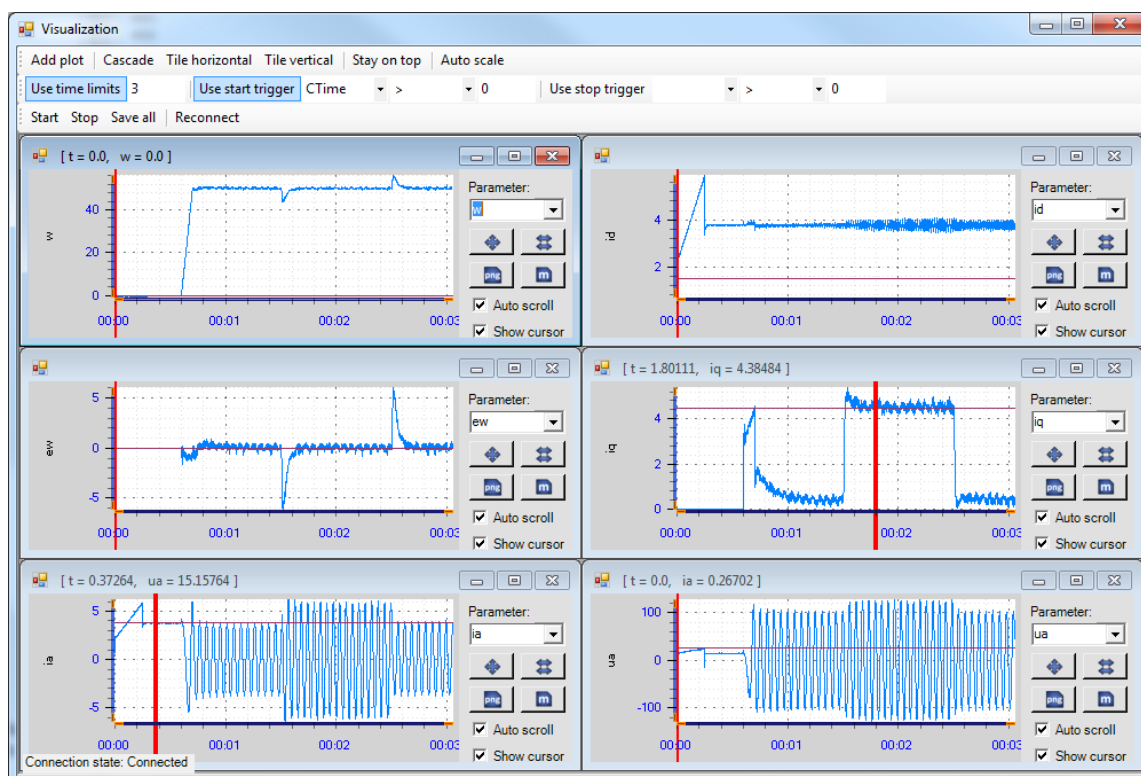


Рис. 6.15. Вікно візуалізації графіків перехідних процесів

Візуалізація графіків перехідних процесів може бути неперервною, або синхронізованою за певною змінною та з обмеженням у часі. Для синхронізації може бути обрана будь-яка змінна зі списку візуалізації, а також налаштована умова, після виконання якої почнеться процес фіксації даних.

Розроблене програмне забезпечення дозволяє в залежності від швидкості передачі даних відображати в реальному часі до 16 змінних одночасно з кроком вибірки від 200 до 800 мкс.

Всі дані, які відображаються у вікні візуалізації можуть бути збережені у вигляді m-файлів для подальшої обробки та аналізу засобами Matlab, або у вигляді графічних файлів для подальшого порівняння.

#### 6.4 Експериментальні установки

Розроблені уніфіковані контролери та їх програмне забезпечення дозволили застосувати концепцію швидкого прототипного тестування для створення ряду експериментальних установок з асинхронними двигунами різної потужності. Концепція швидкого прототипного тестування полягає у тому, що експериментальний стенд має містити повний набір необхідних для реалізації алгоритмів керування апаратних засобів (двигуни, силова частина перетворювача, набір датчиків, комутаційна апаратура, тощо), а також керуючий цифровий контролер з уніфікованим програмним забезпеченням, що реалізує підсистеми вимірювання і формування сигналів керування, функції налаштування параметрів і візуалізації перехідних процесів. В такому випадку, практична реалізація алгоритму керування полягає у створенні обчислювальної процедури у відповідності до його рівнянь, що потребує стільки ж часу, скільки потрібно на написання моделюючої програми.

##### 6.4.1 Уніфіковані експериментальні установки з двигунами малої потужності

Для проведення експериментальних досліджень розроблених структур керування розроблено ряд експериментальних установок з двигунами потужністю до 5.5 кВт. До складу кожної експериментальної установки, узагальнена функціональна схема яких показана на рис. 6.16, входять:

- силова частина перетворювача частоти, виконана за класичною схемою некерований випрямляч – ланка постійного струму – автономний інвертор напруги;
- уніфікований контролер на базі цифрового сигнального процесора TMS320F28335 в якому виконується програмна реалізація алгоритмів векторного керування, широтно-імпульсної модуляції, захисту та автоматизації досліджень,
- пара електричних машин з'єднаних жорсткою муфтою (два АД№1, АД№2 з ДПС, АД№3 з ДПС);
- систему керування моментом навантажувальної машини;
- фотоімпульсний давач швидкості, встановлений пару електричних машин;
- персональний комп'ютер для програмування контролера та візуалізації перехідних процесів.

Зовнішній вигляд деяких основних елементів експериментальних установок показано на рис. 6.17.

Для створення силових перетворювачів експериментальних установок виконано на IGBT та інтелектуальні модулях різних типів, зокрема PM50CLA120 (Mitsubishi), MUBW30-12A6K (IXYS), PM... (Temic). Для вимірювання струмів на виході інвертора та напруги ланки постійного струму використані датчики струму та напруги на ефекті Холла.

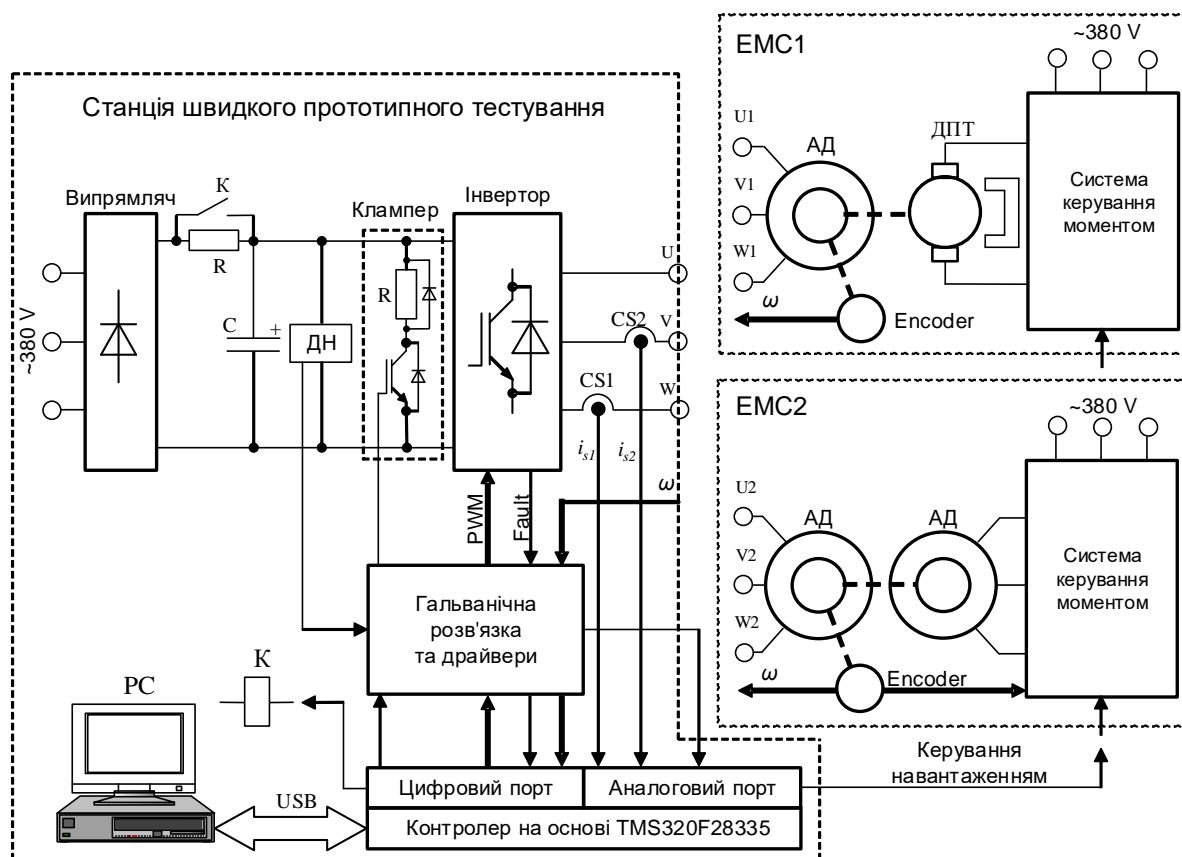
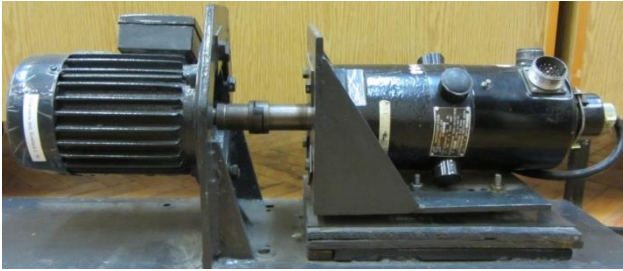


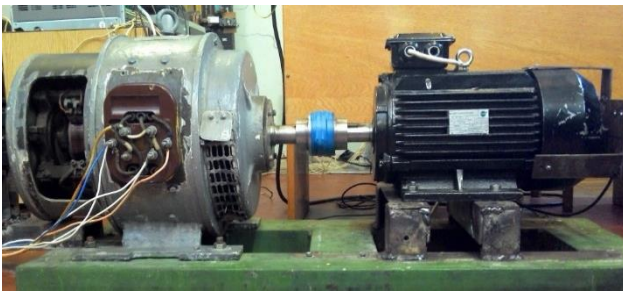
Рис. 6.16. Функціональна схема експериментальної установки



Пара двигунів з АД №1



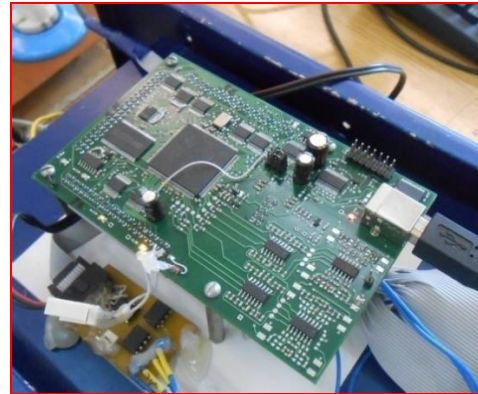
Пара АД №2 – ДПС з постійними магнітами



Пара АД №3 - ДПС



Силовий перетворювач на базі  
PM50CLA120



Керуючий контролер в складі  
перетворювача

Рис. 6.17. Основні складові експериментальних установок

#### 6.4.2 Опис експериментальної установки з асинхронними двигунами середньої потужності

З метою забезпечення експериментального тестування розроблених в роботі дослідних зразків електроприводів потужністю 100 кВт та 200 кВт, а також для дослідження синтезованих структур векторного керування АД, які реалізовані у виготовлених дослідних зразках, виконано розробку, виготовлення та налаштування експериментальної установки з АД потужністю 50 кВт.



До складу експериментальної установки, функціональну схему якої показано на рис. 6.18, входять [237]:

- дослідний зразок силового перетворювача потужністю 100 кВт або 200 кВт;
  - асинхронні двигуни потужністю 50 кВт (АД №4) та 18.5 кВт (АД №5) з параметрами, які наведено в Додатку Б;
  - двигун постійного струму з незалежним збудженням потужністю 38 кВт, механічно з'єднаний з валом АД №1; параметри двигуна постійного струму зведено у табл. Б.6;
  - фотоімпульсний датчик швидкості з розподільчою здатністю 2500 імп/об;
  - силове джерело живлення що створює постійну напругу 540 В (номінальне значення для напруги контактної мережі міського електротранспорту), максимальний струм 200 А;
  - блок живлення власних потреб для дослідних зразків перетворювачів +24 В, 14 А;
  - пульт для формування дискретних сигналів запуску перетворювача, скидання помилки, а також сигналів керування, які надходять в тяговий електропривод від транспортного засобу;
  - панельний комп'ютер робочого місця водія для виконання функцій телеметрії дослідного зразка електроприводу;
  - персональний комп'ютер, призначений для програмування керуючого контролера перетворювача, параметризації системи, візуалізації перехідних процесів що протікають у системі в реальному часі;
- Зовнішній вигляд елементів експериментальної установки наведено на рис. 6.19 та рис. 6.20.

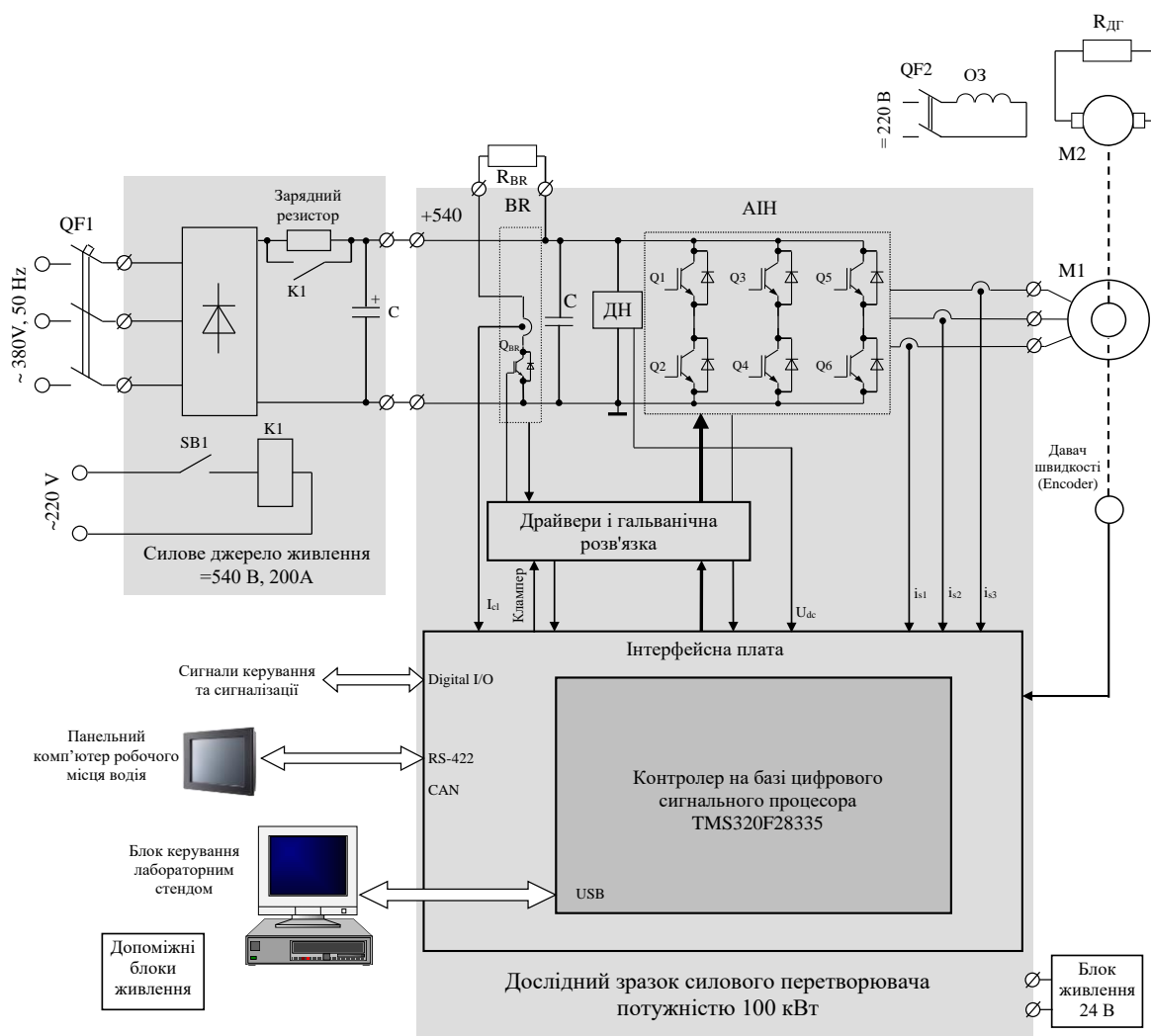


Рис. 6.18. Функціональна схема експериментальної установки

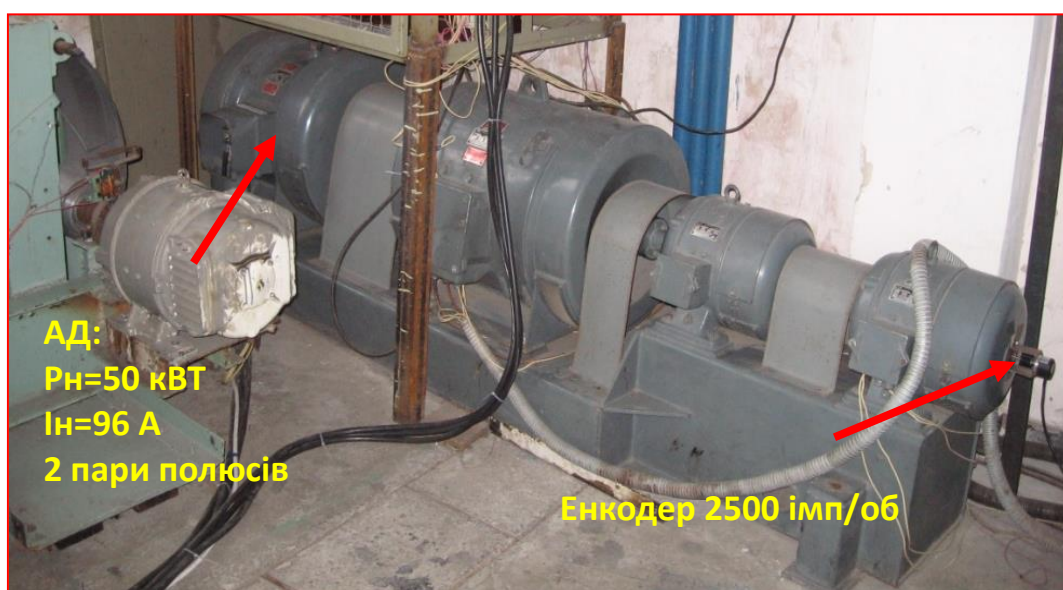


Рис. 6.19. Пара електричних машин

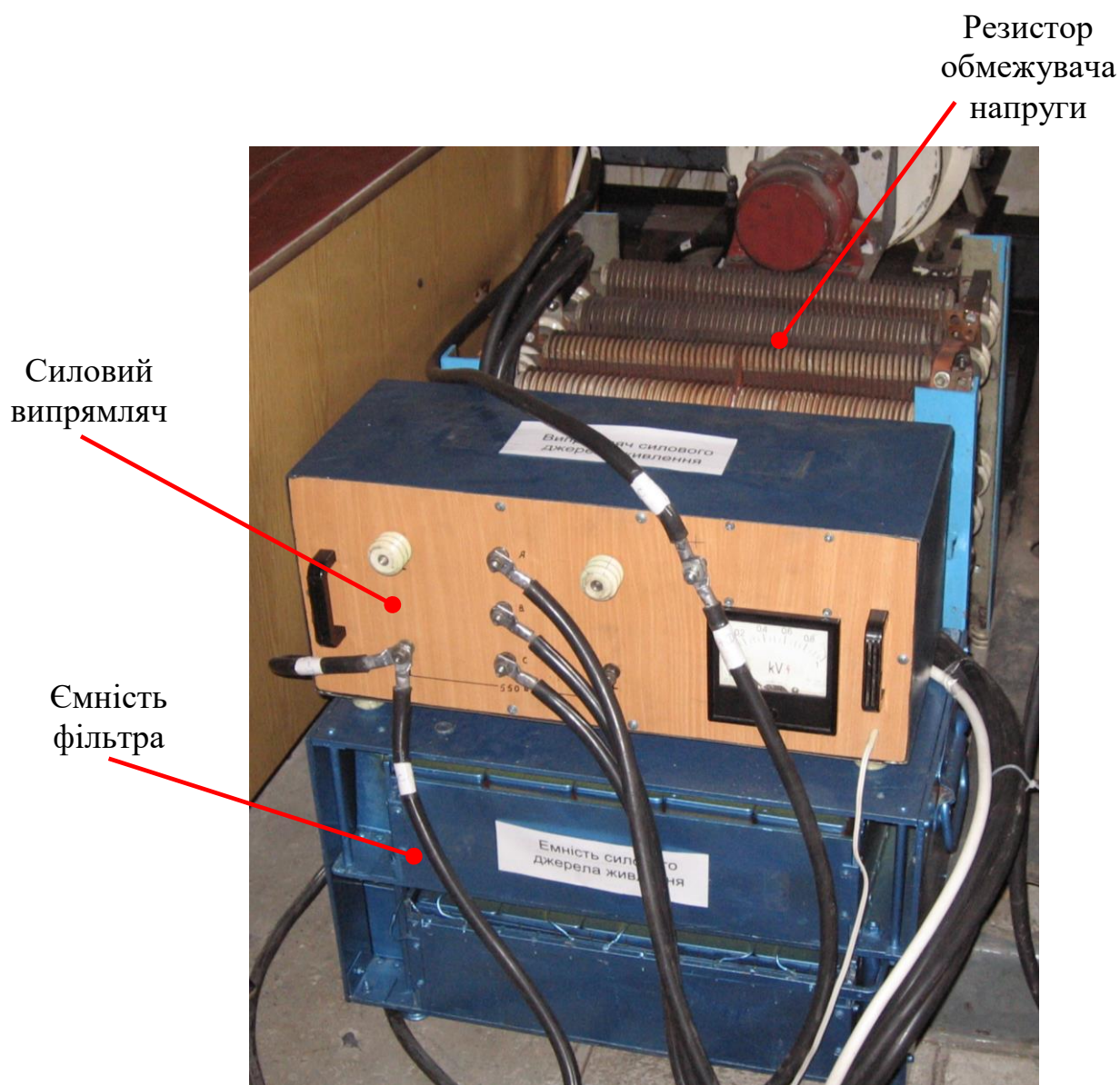


Рис. 6.20. Силове джерело живлення з фільтром та резистор обмежувача напруги ланки постійного струму

### 6.5 Проблема компенсації мертвого часу інвертора

Основною складовою сучасних електроприводів змінного струму є автономні інвертори напруги, які здійснюють перетворення постійної напруги ланки постійного струму у вихідну трифазну напругу з регульованими амплітудою та частотою, рис. 6.21.

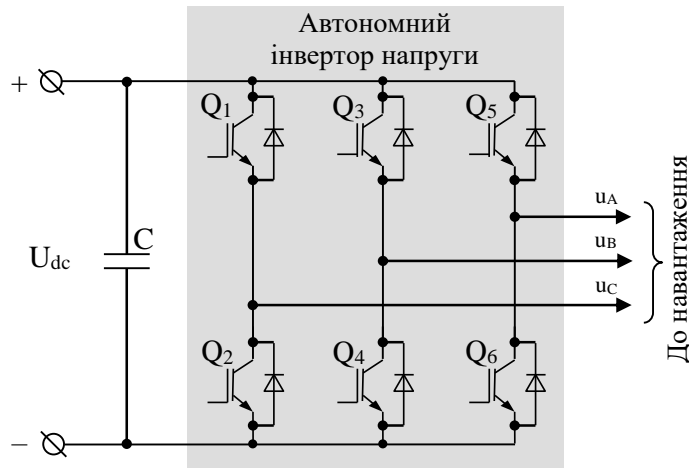


Рис. 6.21. Схема силової частини автономного інвертора напруги

Керування ключами інвертора здійснюється з використанням векторної широтно-імпульсної модуляції так, щоб вектор першої гармоніки вихідної напруги інвертора  $\mathbf{u}$  з максимальною точністю відтворював заданий вектор напруги  $\mathbf{u}^* = (u_a^*, u_b^*)^T$ , який формується алгоритмом керування двигуном. При синтезі алгоритмів векторного керування прийнято вважати, що інвертор є ідеальним підсилювачем, тобто  $\mathbf{u} = \mathbf{u}^*$ , а характеристика вхід-вихід має вигляд лінії, нахиленої під  $45^\circ$ , як показано на рис. 6.22.

На практиці досягнути ідентичності заданої та вихідної напруг неможливо через ряд причин:

- 1) для нормальної роботи інвертора в сигнали керування ключами вводять так званий «мертвий час» для виключення інтервалу часу, протягом якого два ключі однієї стійки інвертора можуть перебувати в провідному стані;
- 2) кінцевого часу відкривання/закривання силових ключів;
- 3) наявність падіння напруги на ключах інвертора, коли вони знаходяться в провідному стані.

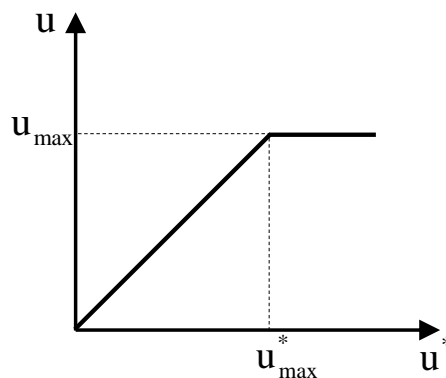


Рис. 6.22. Характеристика вхід-вихід ідеального автономного інвертора напруги

Всі ці фактори визначають неідеальності автономного інвертора напруги, які узагальнено прийнято називати проблемою мертвого часу інвертора.

Метою даного підрозділу є дослідження впливу мертвого часу інвертора на процеси керування координатами асинхронних двигунів в системах бездавачевого керування, а також дослідження ефективності алгоритму компенсації мертвого часу інвертора [238] для розроблених систем векторного керування.

#### 6.5.1 Механізм виникнення мертвого часу

Відомо, що при векторній ШІМ існує вісім можливих станів інвертора, рис. 6.23, які включають шість активних станів та два неактивних стани. Активні стани виникають, коли один з верхніх і два нижніх ключі (або навпаки) знаходяться в провідному стані. Нульові вектори утворюються, коли в провідному стані знаходяться всі три верхні або нижні ключі інвертора. Як видно з рис. 6.23. при утворенні нульових векторів вихідне трифазне навантаження є короткозамкненим, тобто до навантаження прикладається нульова напруга.

Таким чином, стан інвертора, а, відповідно, і напруга, що прикладається до навантаження однозначно визначаються набором станів верхніх та нижніх ключів.

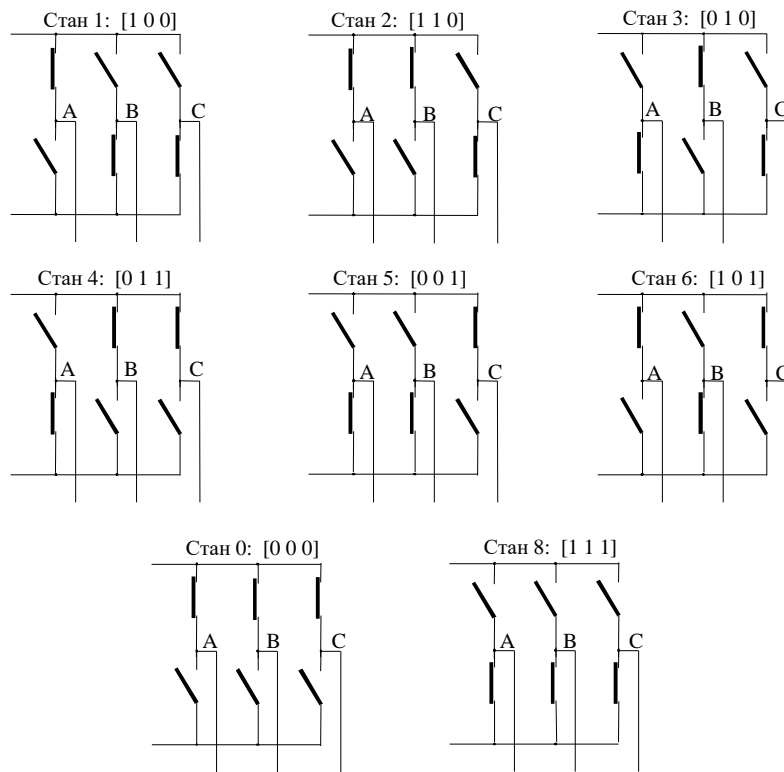


Рис. 6.23. Вісім можливих станів інвертора при векторній ШІМ

Тут і далі для використання комплексної форми представлення вектора напруги  $\mathbf{u} = u_a + ju_b$ , вісь а системи координат (a-b) буде вважатися дійсною віссю комплексної площини. Таким чином, кожному стану інвертора буде відповідати просторовий вектор  $\mathbf{u}_k$ ,  $k = 0, 1, \dots, 8$ . Просторове розташування векторів напруги  $\mathbf{u}_k$  представлено на Рис. 6.24. Шість активних векторів  $\mathbf{u}_k$ ,  $k = 1, 2, \dots, 6$  мають однакову амплітуду і зсунуті один відносно одного на кут  $\pi/3$ . Узагальнений вираз для восьми просторових векторів напруги може бути представлений в наступному вигляді:

$$\mathbf{u}_k = \begin{cases} \frac{2}{3} V_d e^{j \left( (k-1) \frac{\pi}{3} \right)}, & k = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & , k = 0, 8 \end{cases} \quad (6.2)$$

Як видно з рис. 6.24, шість активних векторів напруги розділяють площину, на якій вони знаходяться, ні шість рівних секторів.

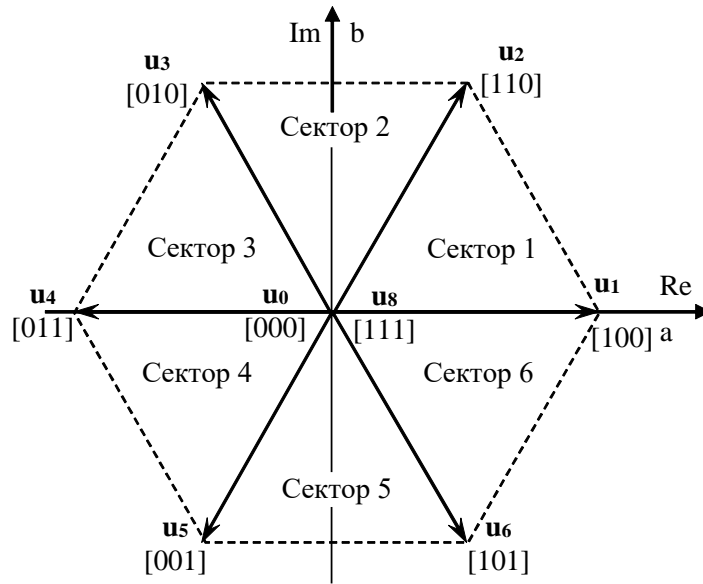


Рис. 6.24. Просторові вектори трифазного інвертора напруги.

Рівносторонній шестикутник на рис. 6.24 визначає діапазон векторів напруги на виході інвертора, які можливо фізично реалізувати. Тобто, використовуючи широтно-імпульсну модуляцію в просторі векторів  $\mathbf{u}_k$  ( $k=1,2,\dots,8$ ) можливо реалізувати будь-який з векторів напруги, який розташовано всередині шестикутника. Задача алгоритму векторної ШІМ може бути сформульована наступним чином: використовуючи вісім можливих просторових векторів миттєвих значень напруги інвертора, які утворюються за допомогою відповідних восьми комбінацій ключів інвертора, Рис. 6.23, необхідно сформувати усереднений за період ШІМ вектор  $\mathbf{u}_{av}$ , який дорівнюватиме заданому вектору  $\mathbf{u}^*$ . Для досягнення цієї умови тривалості дії активних та нульових станів інвертора розраховуються за формулами [ ].

$$\begin{pmatrix} T_m \\ T_{m+1} \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_d} \begin{bmatrix} \sin\left(m\frac{\pi}{3}\right) & -\cos\left(m\frac{\pi}{3}\right) \\ -\sin\left((m-1)\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left((m-1)\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_a^* \\ u_b^* \end{pmatrix} \quad (6.3)$$

$$T_0 + T_8 = T_s - T_m - T_{m-1} \quad (6.4)$$

де  $T_{PWM}$  – період ШІМ,  $m$  – номер сектора.

Після розрахунку часових інтервалів дії активних та нульових станів інвертора з використання таймера ЦСП та спеціальних регістрів порівняння (CMPRn, n=1,2,3) формуються комутаційні сигнали  $S_A^*$ ,  $S_B^*$ ,  $S_C^*$  ключів інвертора. На Рис. 6.25 зображено цикл комутації верхніх ключів інвертора при роботі в першому секторі, де

$$T_{Aon} = \frac{T_0}{2}, T_{Bon} = \frac{T_0}{2} + \frac{T_m}{2}, T_{Con} = \frac{T_0}{2} + \frac{T_m}{2} + \frac{T_{m+1}}{2} \quad (6.5)$$

відповідають відносному до початку періоду ШІМ часу переходу в провідний стан верхніх ключів інвертора у фазах А, В і С відповідно.

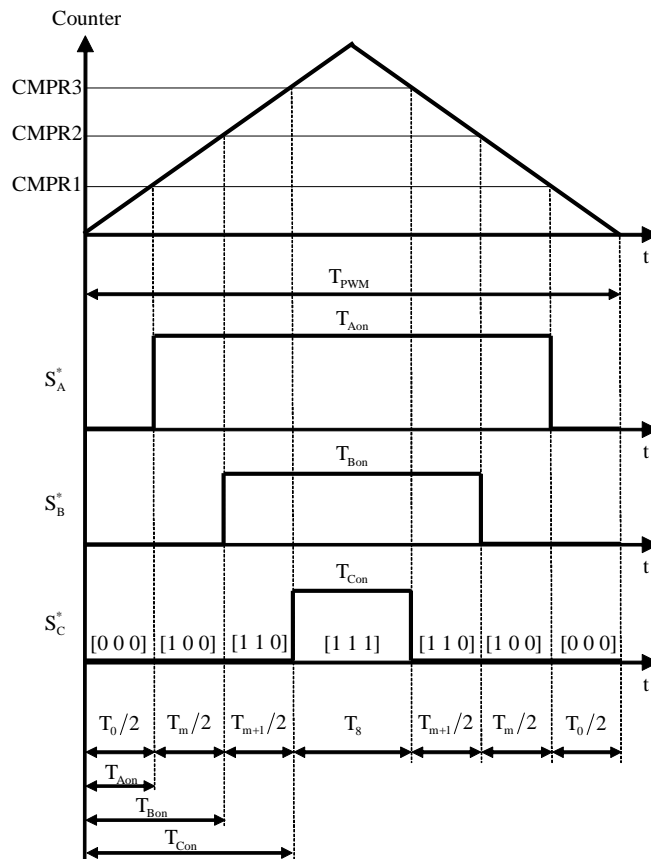


Рис. 6.25. Генерування типових сигналів перемикання ключів інвертора при реалізації вектора заданої напруги в першому секторі

Комутаційні сигнали  $S_A^*$ ,  $S_B^*$ ,  $S_C^*$  передаються через драйвери на бази відповідних ключів інвертора.



Розглянемо сигнали комутації двох ключів фази А інвертора, як показано на Рис. 6.26 суцільними лініями.

Оскільки реальний напівпровідниковий ключ має кінцеве значення часу включення  $t_{ON}$  та виключення  $t_{OFF}$ , при цьому  $t_{OFF} > t_{ON}$ , то миттєвий перехід інвертора з одного стану в інший є фізично неможливим. При одночасній зміні станів імпульсів керування верхнім та нижнім ключем виникне режим одночасної провідності двох транзисторів, що призведе до короткого замикання та виходу інвертора з ладу. Для уникнення такої ситуації, між виключення одного ключа і включенням другого необхідно витримувати паузу, яка й називається мертвим часом інвертора  $t_{DT}$ . Результуючі імпульси керування з врахуванням мертвого часу показано на Рис. 6.26 пунктирною лінією.

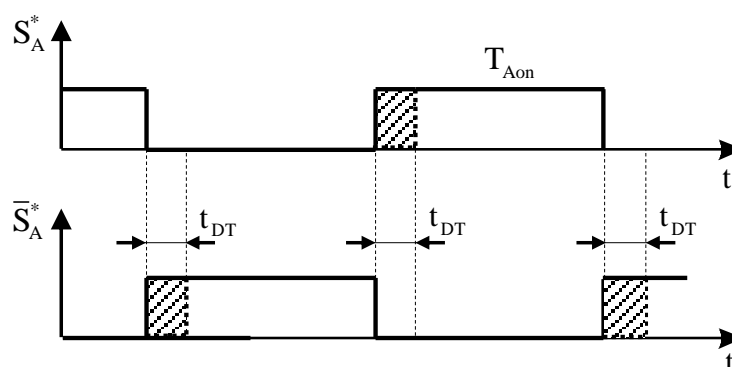


Рис. 6.26. Імпульси керування ключами інвертора фази А

З рис. 6.26 добре видно, що внаслідок додавання в сигнали керування мертвого часу, тривалість знаходження в провідному стані на періоді ШІМ зменшується як для верхнього так і нижнього ключів.

### 6.5.2 Аналіз впливу мертвого часу на форму вихідного сигналу напруги

Оскільки при додаванні мертвого часу розраховані на основі заданого вектора напруги тривалості включення станів інвертора будуть відрізнятися від реальних, то і результуючий вектор напруги на виході інвертора також буде відрізнятися від заданого.

Для аналізу цієї проблеми приймемо наступні припущення:

- падіння напруги на ключі в провідному стані є нехтувано малим;  
 - імпульси керування мають ідеальні фронти;  
 - перехід між включеним і виключеним станами ключів визначається значеннями  $t_{ON}, t_{OFF}, t_{DT}$ .

- напруга ланки постійного струму  $U_{dc} = \text{const}$ .

Середня за період комутації похибка відпрацювання напруги записується

$$\Delta u_k = U_{f0} \text{sign}(i_k), \quad (6.6)$$

де  $i_k$  струм фази на періоді комутації,

$$\text{sign}(i_k) = \begin{cases} 1 & \forall i_n > 0 \\ -1 & \forall i_n < 0 \\ 0 & \text{якщо } i_n \text{ міняє знак на періоді } T_{PWM} \end{cases} \quad (6.7)$$

$$U_{f0} = -U_{dc} t_{\Delta} / T_{PWM}, \quad (6.8)$$

де  $t_{\Delta}$  – різниця між реальною тривалістю включення стану інвертора і розрахунковою,

$$t_{\Delta} = t_{DT} + t_{ON} - t_{OFF}. \quad (6.9)$$

Використовуючи векторне представлення, визначимо усереднений просторовий вектор похибки відпрацювання напруги

$$\Delta \mathbf{u} = \frac{2}{3} [\Delta u_1 + \mathbf{a} \Delta u_2 + \mathbf{a}^2 \Delta u_3], \quad (6.10)$$

де  $\mathbf{a} = e^{\frac{j2\pi}{3}}$ .

З врахуванням (6.6), (6.8), (6.10) усереднений просторовий вектор похибки відпрацювання напруги запишеться

$$\Delta \mathbf{u} = \begin{cases} \frac{4}{3} U_{f0} \text{sign}(\mathbf{i}) & \text{— якщо всі струми відмінні від нуля} \\ \frac{2\sqrt{3}}{3} U_{f0} \text{sign}(\mathbf{i}) & \text{— один зі струмів дорівнює нулю} \\ U_{f0} \text{sign}(\mathbf{i}) & \text{— два струми дорівнюють нулю} \\ 0 & \text{— всі струми дорівнюють нулю} \end{cases} \quad (6.11)$$

де

$$\text{sign}(\mathbf{i}) = \frac{\text{sign}(i_1) + a \text{sign}(i_2) + a^2 \text{sign}(i_3)}{|\text{sign}(i_1) + a \text{sign}(i_2) + a^2 \text{sign}(i_3)|}. \quad (6.12)$$

Для компенсації мертвого часу інвертора необхідно до вектора заданої напруги  $\mathbf{u}^*$  додати вектор похибки (6.11).

Розглянемо спрощену схему одного плеча інвертора, як показано на рис. 6.27, [238].

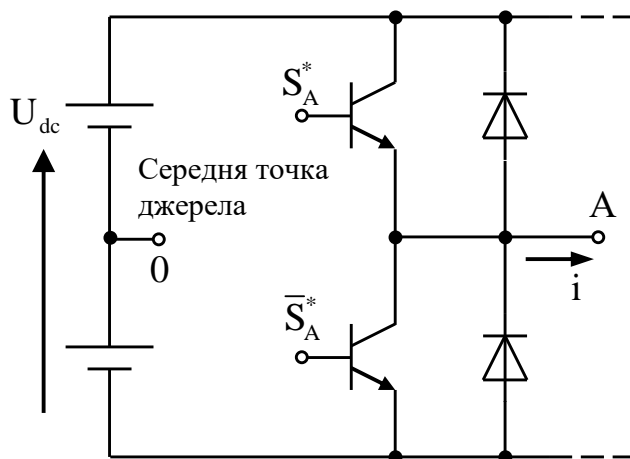


Рис. 6.27. Схематизація плеча інвертора

Вихідна напруга знімається між середніми точками джерела живлення та плеча інвертора. Результати, отримані при розгляді для одного плеча, можуть бути розповсюджені на однофазні та трифазні інвертори. Форми вихідної напруги та сигналів комутації для одного плеча інвертора представлені на рис. 6.28. Ефект впливу мертвого часу на форму вихідної напруги інвертора проілюстровано на рис. 6.28а – рис. 6.28е. На рис. 6.28а показана форма бажаної вихідної напруги інвер-

тора. Для наочності, розглядається приклад при модуляції одного періоду синусоїди частотою 1 Гц з використанням ШПМ з низькою частотою, рівною 6 Гц.

На рис. 6.28b, 6.28c представлені сигнали керування ключами плеча інвертора. Вони відрізняються від тих, що відповідають бажаній формі напруги, оскільки в них добавлено мертвий час, який перешкоджає одночасному відкриттю двох ключів плеча інвертора. В розглянутому прикладі логічні послідовності, що керують ключами, сформовані таким чином, що імпульси, які включають ключі, зсунуті на половину мертвого часу в обидві сторони від часу перемикавання в ідеальному випадку, тобто є центрованими відносно бажаних інтервалів включення відповідних транзисторів.

На рис. 6.28d показано реальну вихідну напругу інвертора з врахуванням мертвого часу, а на рис. 6.28e – різницю між заданою і реальною напругами інвертора, що наочно демонструє вплив мертвого часу. Як слідує з рис. 6.28e, 6.28f, похибка відпрацювання напруги, що вноситься мертвим часом, має форму прямокутних імпульсів, і знаходиться в фазі з вихідним струмом.

### 6.5.3 Алгоритм компенсації мертвого часу

З наведеного аналізу визначається механізм компенсації мертвого часу, який проілюстровано на рис. 6.28g, рис. 6.28h. Для компенсації ефекту мертвого часу необхідно сформувати імпульси керування так, щоб:

- коли струм протікає в додатному напрямі (витікає з інвертора), то сигнали на включення ключа  $S_A^*$  мають співпадати з моментами комутації ідеальної напруги (тобто рівень регістра порівняння CMPR1, рис. 6.25 необхідно зменшити на відповідну величину);

- коли струм протікає у від'ємному напрямі, то сигнали на включення ключа  $\bar{S}_A^*$  мають співпадати з моментами комутації ідеальної напруги (тобто рівень регістра порівняння CMPR1, рис. 6.25 необхідно збільшити на відповідну величину).

На рис. 6.28і показано вихідну напругу після застосування компенсації, як видно вона відповідає заданій напрузі на Рис. 6.28а.

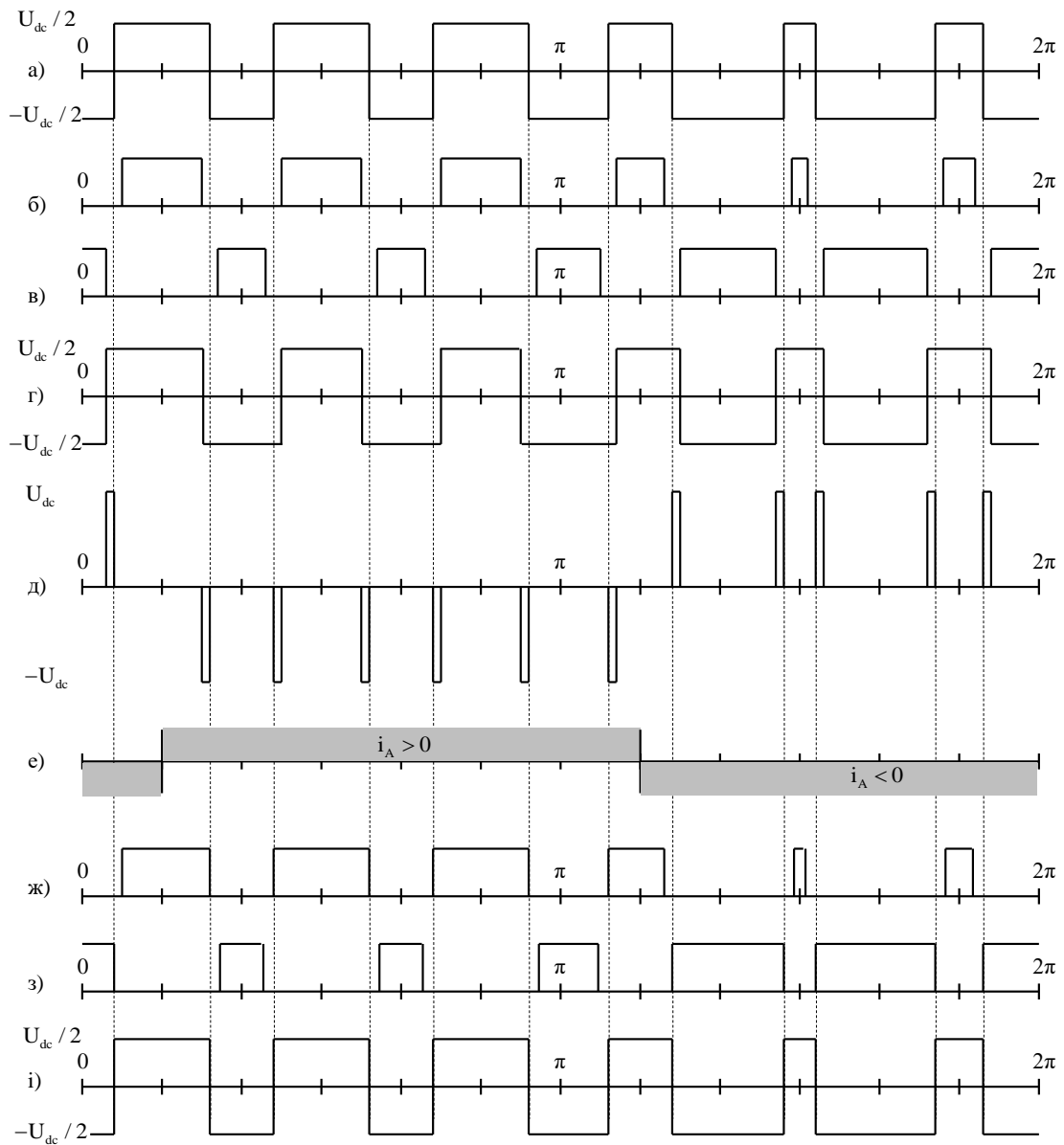


Рис. 6.28. Ефект впливу мертвого часу на вихідну напругу інвертора: а) ідеальна форма вихідної ШІМ напруги; б) сигнал  $S_A^*$ ; в) сигнал  $\bar{S}_A^*$ ; г) реальна форма вихідної напруги; д) похибка по напрузі; е) струм; ж) модифікований сигнал  $S_A^*$ ; з) модифікований сигнал  $\bar{S}_A^*$ ; і) форма вихідної напруги після корекції

Практична реалізація такого методу компенсації є достатньо простою, і полягає в корекції розрахункових значень  $T_{Aon}$ ,  $T_{Bon}$ ,  $T_{Con}$ , які отримані на основі формул (6.3), (6.4), (6.5) перед їх завантаженням у відповідні регістри порівняння таймера ШІМ. Корекція виконується на основі інформації про знак вихідного фазного струму у відповідності до наступного алгоритму:

$$\begin{aligned} \text{якщо } i_n > 0 \text{ протягом } T_{PWM}, \text{ то } CMPRn_{corrected} &= CMPRn - \frac{t_{\Delta} f_{Timer}}{2} \\ \text{якщо } i_n < 0 \text{ протягом } T_{PWM}, \text{ то } CMPRn_{corrected} &= CMPRn + \frac{t_{\Delta} f_{Timer}}{2} \quad (6.13) \\ \text{якщо } i_n \text{ змінює знак протягом } T_{PWM}, \text{ то } CMPRn_{corrected} &= CMPRn \end{aligned}$$

де  $f_{Timer}$  – тактова частота таймера ШІМ,  $CMPRn$  – розрахункове значення регістру порівняння,  $CMPRn_{corrected}$  – скориговане значення регістру порівняння.

#### 6.5.4 Експериментальні дослідження впливу мертвого часу на процеси керування асинхронним двигуном

Експериментальні дослідження виконано в три етапи. Метою першого етапу було отримання характеристик вхід-вихід автономного інвертора напруги при різних значеннях  $t_{DT}$  та частотах ШІМ. Для цього від інвертора вимагалось відпрацювати напругу із заданою амплітудою на частоті 50 Гц. Напруга на виході перетворювача вимірювалася за допомогою вимірювального приладу Analyst Multi Parameter Power Meter фірми LEM. При знятті характеристик мертвий час інвертора було встановлено рівним 4.2 мкс.

Експериментальні характеристики вхід-вихід при частотах ШІМ 2.5 кГц, 5 кГц і 10 кГц показані на рис. 6.29 – рис. 6.31 відповідно. З представлених рисунків видно, що при малих завданнях напруги, вихідна напруга інвертора відпрацьовується із значною похибкою, яка досягає при частоті 10 кГц досягає 15 В рис. 6.31. Зі

збільшенням напруги, коли індекс модуляції збільшується, ширина імпульсу вихідної напруги стає суттєво більшою, ніж інтервал мертвого часу, тому похибка по напрузі зменшується. З тієї ж причини, ефект мертвого часу має більший вплив при більших частотах комутації ШПМ.

Застосування алгоритму компенсації мертвого часу (6.13), як це видно з рис. 6.29 – рис. 6.31, дозволяє суттєво наблизити характеристику інвертора до ідеальної. Похибка відпрацювання напруги зменшується до 3 – 4 В найгіршому з випадків, коли  $f_{\text{PWM}} = 10 \text{ кГц}$ , рис. 6.31.

Для порівняння, на рис. 6.32 показана характеристика вхід-вихід перетворювача відомого західноєвропейського бренду. З рис. 6.32 видно, що цей перетворювач має характеристику близьку до ідеальної. З порівняння рис. 6.29, 6.30, 6.31 та рис. 6.32 встановлюємо, що застосування алгоритму компенсації мертвого часу (6.13) дозволяє досягнути характеристик вхід-вихід перетворювача, які не поступаються існуючим у провідних закордонних виробників.

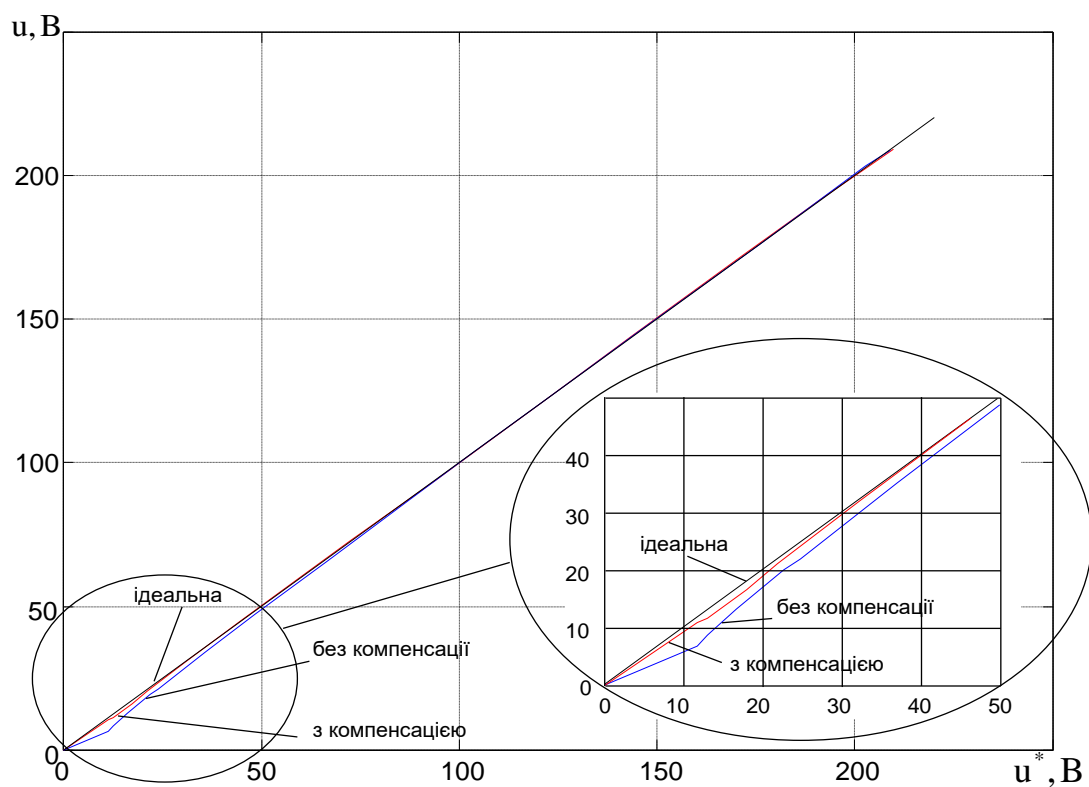


Рис. 6.29. Характеристика вхід/вихід при  $f_{\text{PWM}} = 2.5 \text{ kHz}$ ,  $t_{\text{DT}} = 4.2 \text{ мкс}$

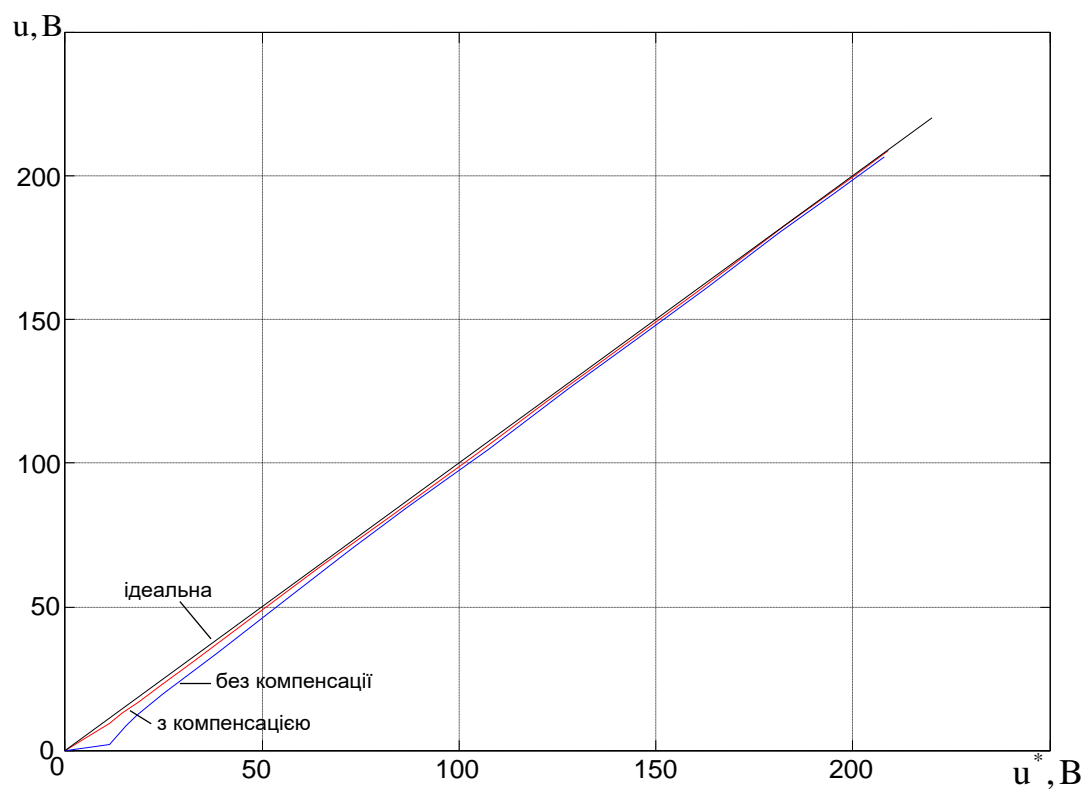


Рис. 6.30. Характеристика вхід/вихід при  $f_{PWM} = 5 \text{ kHz}$ ,  $t_{DT} = 4.2 \text{ мкс}$

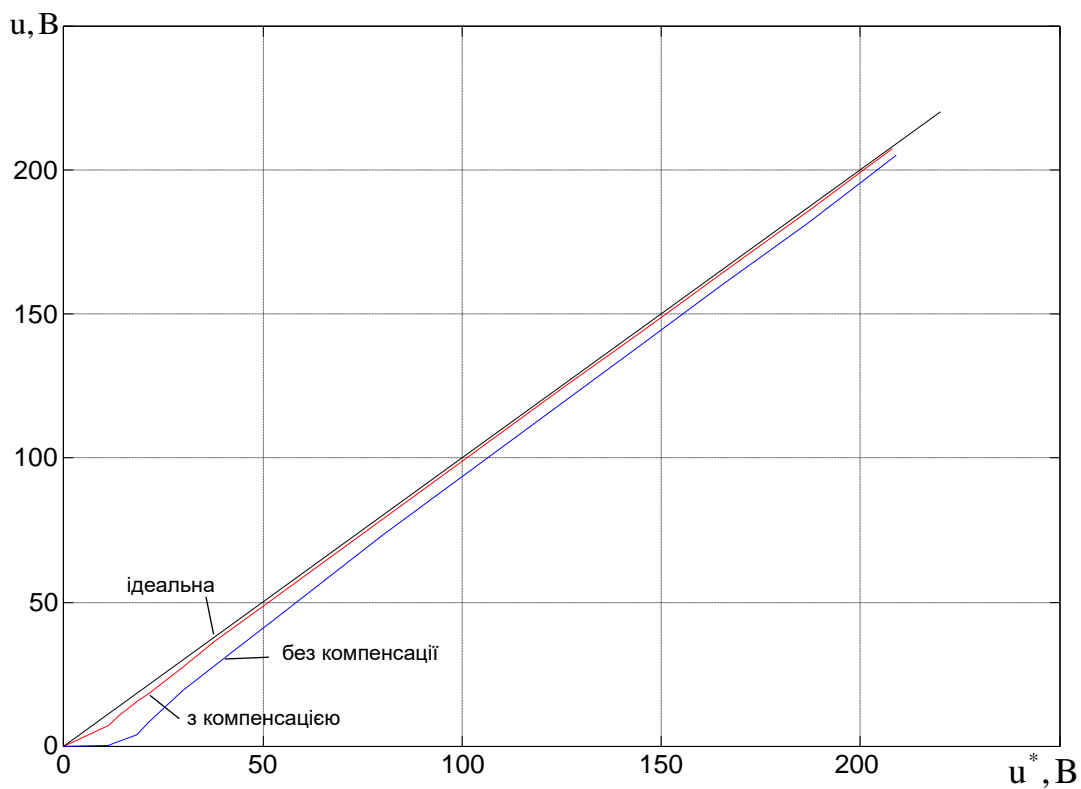


Рис. 6.31. Характеристика вхід/вихід при  $f_{PWM} = 10 \text{ kHz}$ ,  $t_{DT} = 4.2 \text{ мкс}$



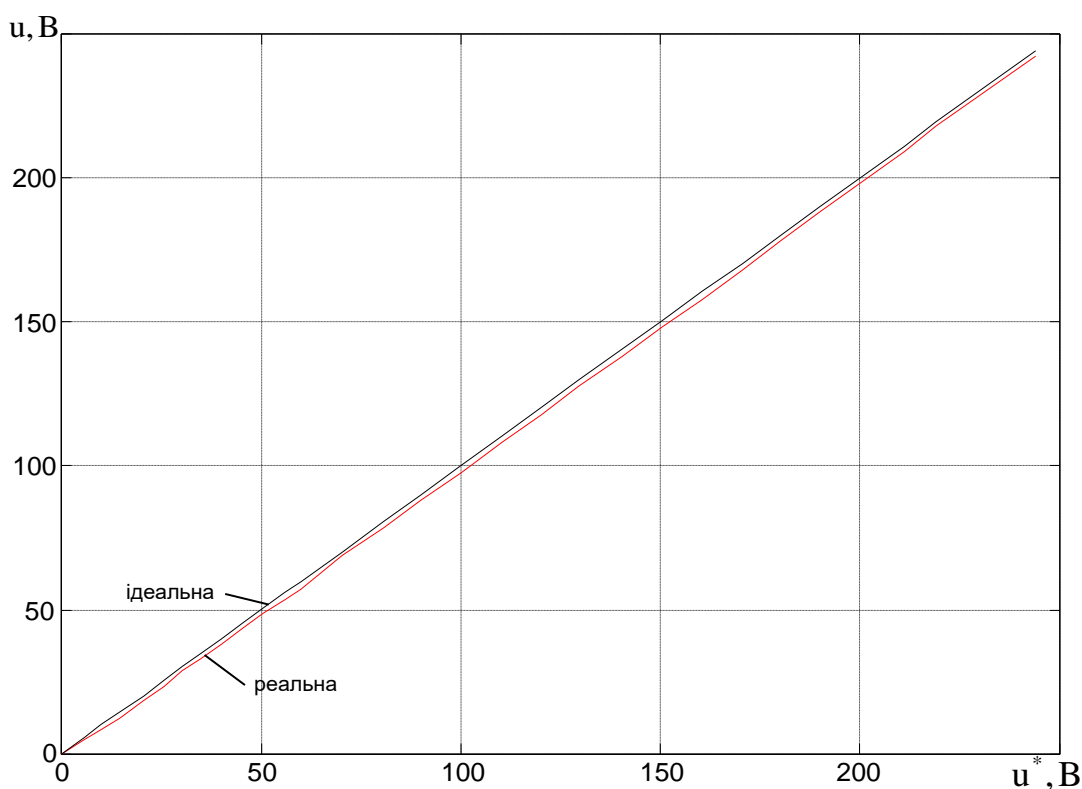


Рис. 6.32. Характеристика вхід-вихід серійного перетворювача,  $f_{\text{PWM}} \approx 10 \text{ kHz}$

На другому етапі проведено дослідження впливу мертвого часу на процеси частотного керування асинхронними двигунами. Дослідження виконано з використанням двох АД: АО2-42-4СП-У3 потужністю 5.5 кВт, (номінальна напруга 380 В, номінальний струм 11 А, номінальна швидкість 150 рад/с, активний опір статора 1.15 Ом, індуктивність статора 0.12 Г) та АД №1 (параметри Додатку Б). Величину мертвого часу встановлено рівною 3.2 мкс.

На рис. 6.33 показано задані фазні напруги при виконанні тестів з АД потужністю 5.5 кВт. Під час виконання тесту, на інтервалі часу 0 – 1 с двигун збуджується постійною напругою величиною 9 В, що, при активному опорі фази статора 1.15 Ом має забезпечити струм збудження на рівні 7.8 А. Після збудження, при  $t = 1 \text{ с}$  двигун розганяється до заданої швидкості 15.7 рад/с та 31.4 рад/с, що відповідає вихідній частоті інвертора 5 Гц та 10 Гц відповідно.

На рис. 6.34 показано перехідні процеси фазного струму двигуна при його збудженні. При виконанні цієї серії тестів завдання на кутову швидкість не подавалося, тобто до статора прикладалася постійна напруга збудження величиною 9 В на всьому інтервалі тестування. З графіків рис. 6.34 видно, що наявність мертвого часу призводить до суттєвого зниження струму збудження внаслідок значної похибки відпрацювання напруги (до 3 А при  $f_{\text{PWM}} = 2.5$  кГц, до 0.3 А при  $f_{\text{PWM}} = 5$  кГц). Значне зниження струму збудження призводить до деградації показників якості розімкненого керування координатами АД на низьких швидкостях. Ця проблема стає особливо актуальною для електроприводів високої потужності, де напруга збудження двигуна складає близько одиниць, або менше одного Вольт, в той час як мертвий час перетворювача може знаходитися в діапазоні 5 – 10 мкс.

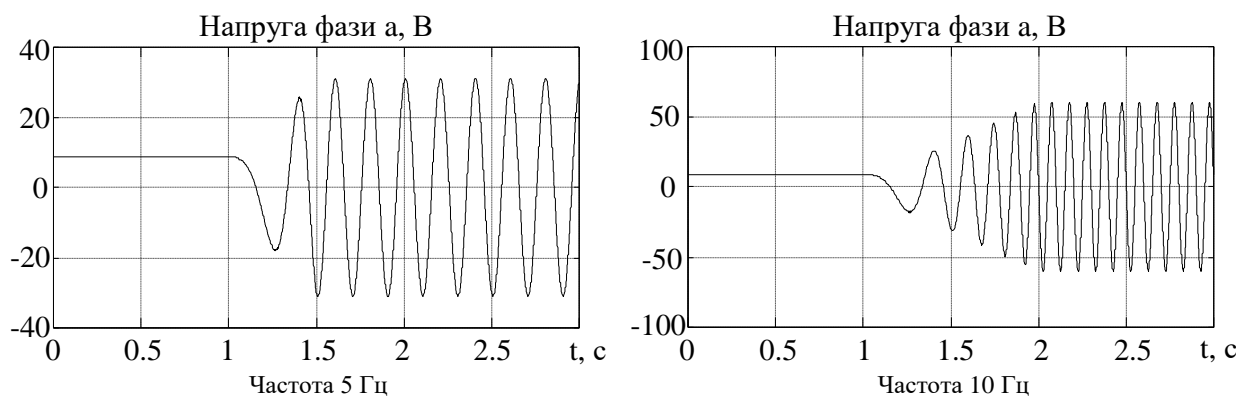


Рис. 6.33. Задані напруги

Як видно з рис. 6.34., застосування алгоритму компенсації (6.13) дозволяє частково прибрати вказані ефекти, зокрема при  $f_{\text{PWM}} = 2.5$  кГц значення струму збудження підвищилося до 6.5 А, а при  $f_{\text{PWM}} = 5$  кГц до 4.2 А.

На рис. 6.35, 6.36 показано струми двигуна при частоті вихідної напруги  $f^* = 5$  Гц для випадків  $f_{\text{PWM}} = 2.5$  кГц і  $f_{\text{PWM}} = 5$  кГц відповідно. З порівняння форми струмів на рис. 6.35а, 6.36а (без компенсації мертвого часу) і рис. 6.35б, 6.36б (з компенсацією мертвого часу) видно, що наявність мертвого часу вносить спотворення як в амплітуду (знижується), так і в форму вихідного струму інвертора. Застосування алгоритму компенсації (6.13) дозволяє суттєво покращити гармонічний склад вихідного струму.

На рис. 6.37, 6.38 показано результати аналогічного тесту при  $f^* = 10$  Гц. З аналізу рис. 6.35 – 6.38 слідує, що із збільшенням амплітудного значення заданої напруги, вплив мертвого часу на формування вихідної напруги зменшується.

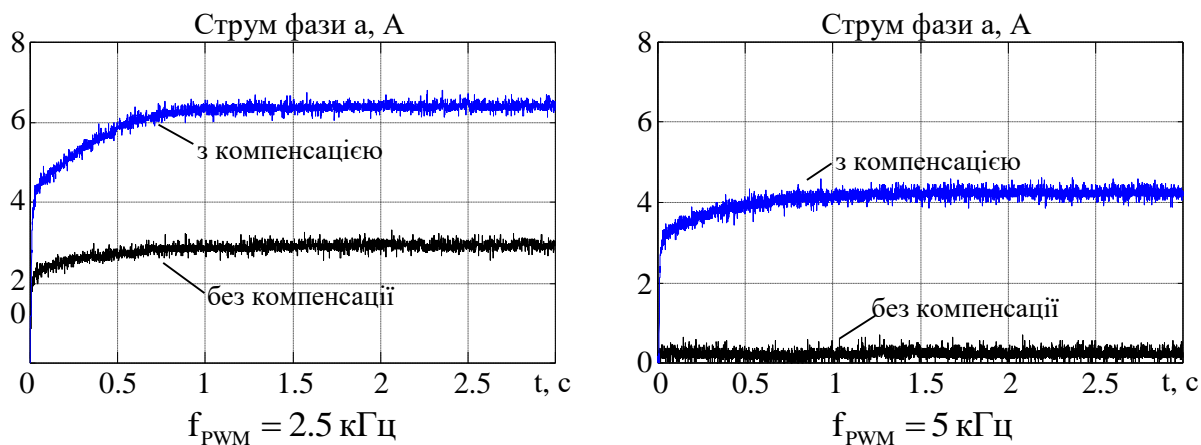


Рис. 6.34. Струми фази статора при збудженні двигуна

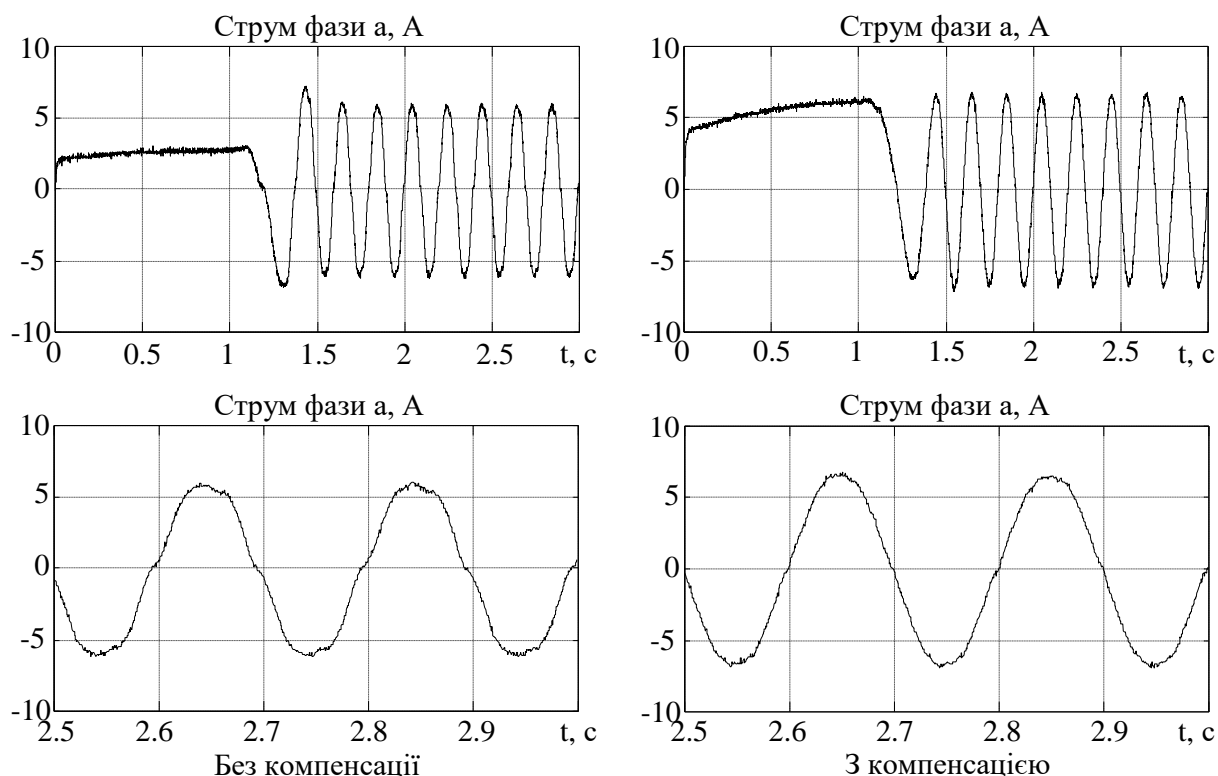


Рис. 6.35. Струми статора при частоті вихідної напруги 5 Гц,  $f_{PWM} = 2.5$  кГц

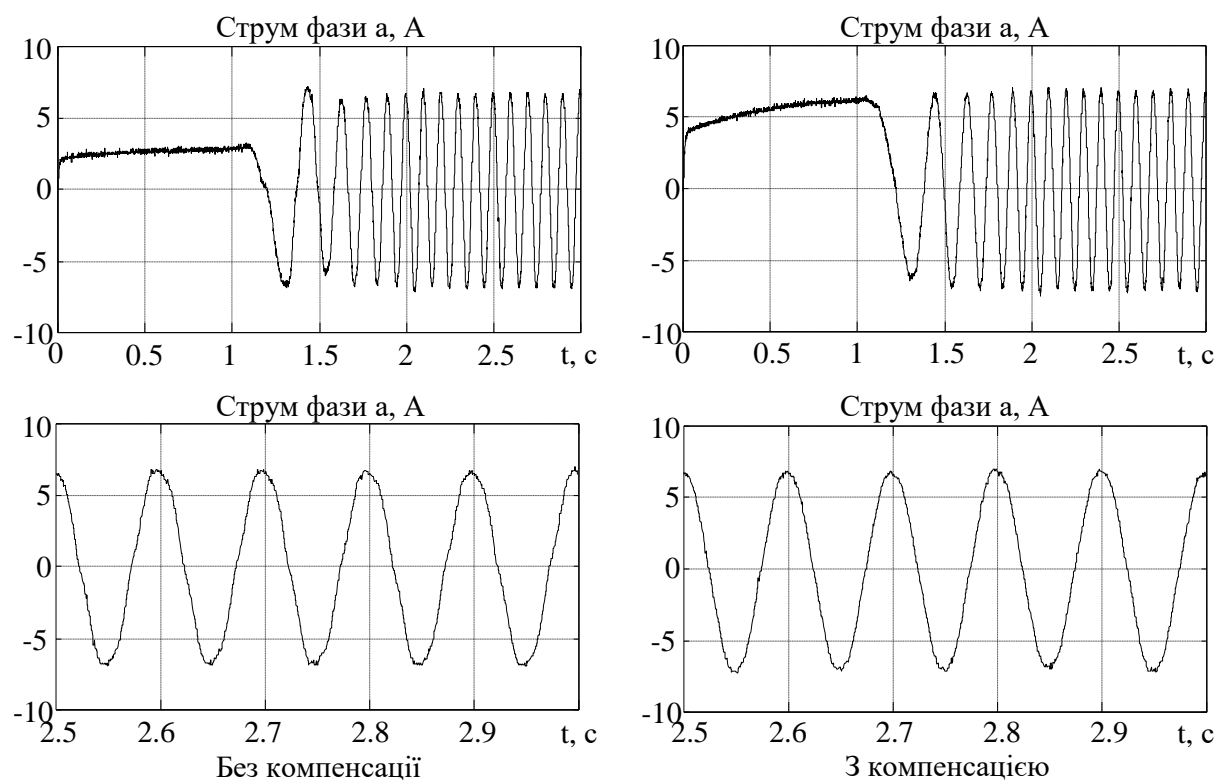
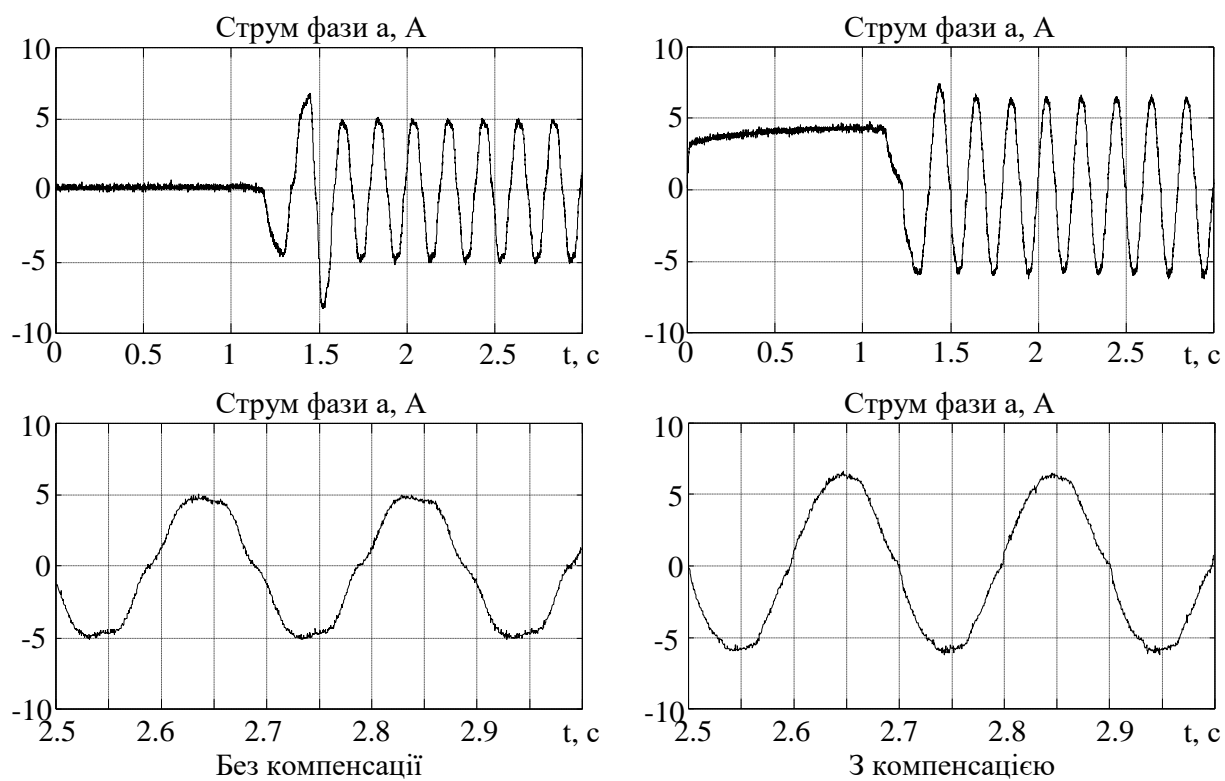


Рис. 6.36. Струми статора при частоті вихідної напруги 10 Гц,

$$f_{\text{PWM}} = 2.5 \text{ кГц}$$

Рис. 6.37. Струми статора при частоті вихідної напруги 5 Гц,  $f_{\text{PWM}} = 5 \text{ кГц}$

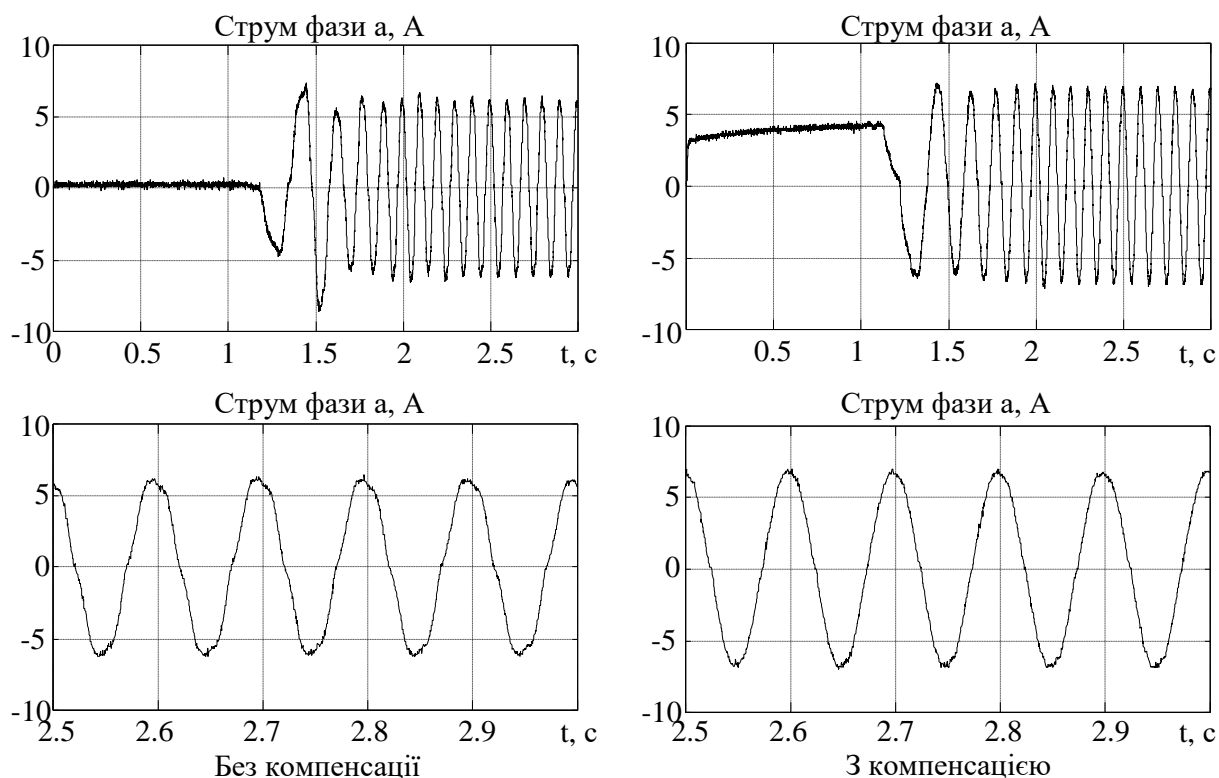


Рис. 6.38. Струми статора при частоті вихідної напруги 10 Гц,  $f_{\text{PWM}} = 5 \text{ кГц}$

Необхідно відмітити, що робота системи частотного керування при частоті ШІМ 10 кГц та некомпенсованому мертвому часі на холостому ході двигуна є нестійкою через виникнення коливань у струмах та кутовій швидкості, зумовлених спотвореннями напруги мертвим часом.

Під час тестування системи частотного керування з АД №1 мертвий час було встановлено на рівні 4.2 мкс з метою отримання більш показових результатів. При виконанні тестів завдання кутової швидкості встановлено рівним 10 рад/с, що відповідає вихідній частоті інвертора 3.2 Гц. Фазні струми АД при частотах комутації 10 кГц, 5 кГц і 2.5 кГц показано на рис. 6.39 – рис. 6.41 відповідно.

Як слідує з рис. 6.39, при частоті комутації 10 кГц і та некомпенсованому мертвому часі 4.2 мкс, амплітуда фазного струму складає 0.8 А, в той час як за ідеальних умов вона має дорівнювати близько 3.5 А. При включеному алгоритмі компенсації мертвого часу амплітуда фазного струму становить 2.8 А, при цьому струм має спотворену форму, але більш близьку до синусоїдальної, ніж у випадку, коли компенсація мертвого часу відсутня.

Графіки на рис. 6.40 демонструють, що при частоті комутації 5 кГц вплив мертвого часу на вихідний струм інвертора дещо зменшується. Амплітуда струму без компенсації складає 1.9 А, форма струму має спотворення. Включення алгоритму компенсації дозволяє отримати близьку до синусоїдальної форму вихідного струму з амплітудою 3.2 А.

З рис. 6.41 слідує, що на частоті комутації 2.5 кГц алгоритм компенсації мертвого часу забезпечує якісну форму вихідного струму, а також коректну його амплітуду, яка знаходиться на рівні 3.5 А.

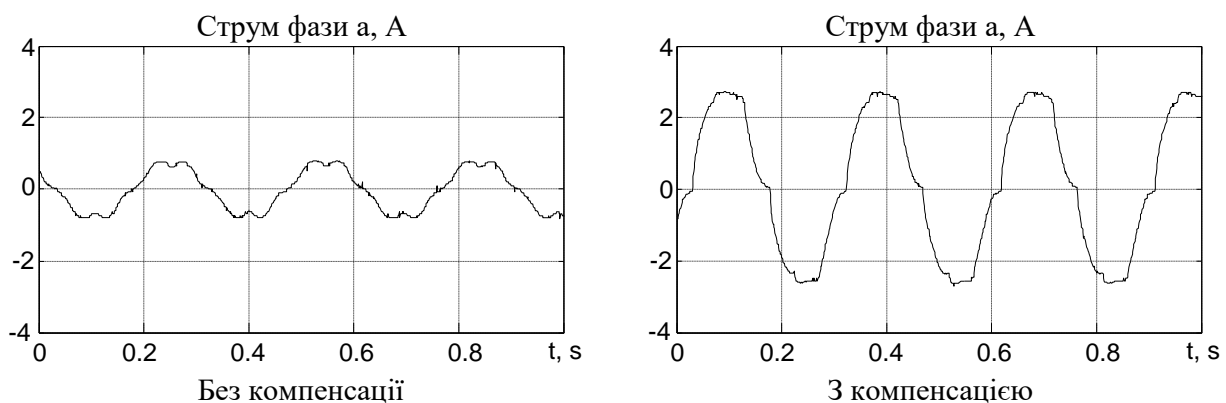


Рис. 6.39. Струми статора при  $f_{PWM} = 10$  кГц

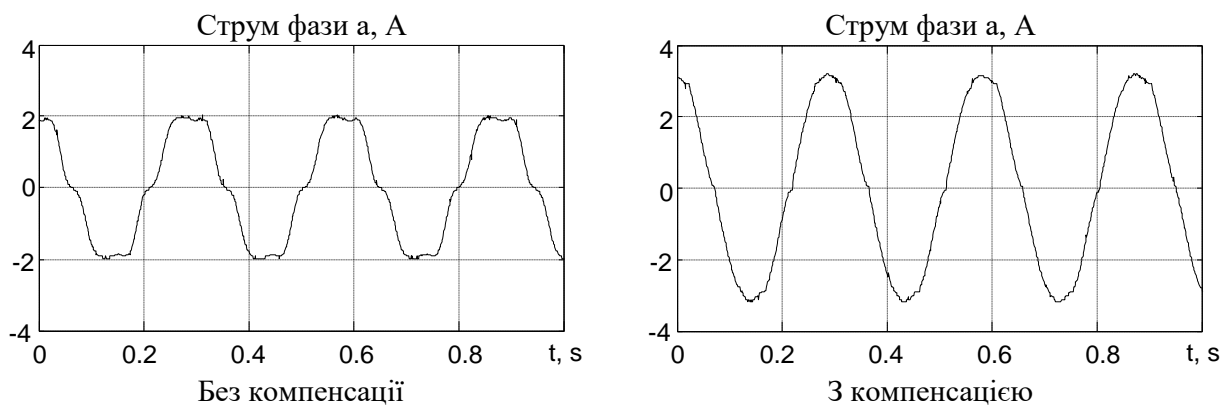


Рис. 6.40. Струми статора при  $f_{PWM} = 5$  кГц

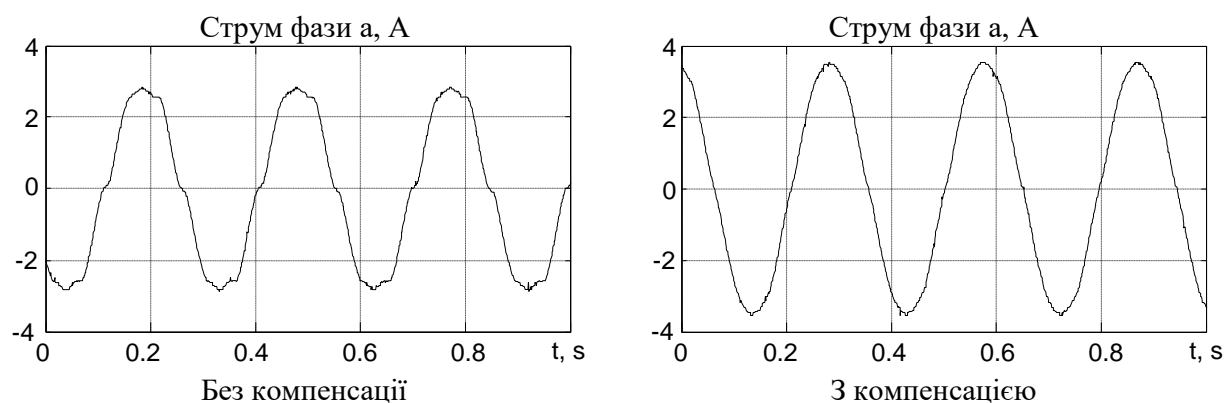


Рис. 6.41. Струми статора при  $f_{\text{PWM}} = 2.5 \text{ кГц}$

Для демонстрації впливу мертвого часу на показники якості системи бездавачевого векторного керування виконано наступну серію тестів при використанні алгоритму, заданого рівняннями (3.90) – (3.96).

При виконанні дослідження використано наступну послідовність операцій керування АД: на інтервалі часу  $0 - 0.25 \text{ с}$  відбувається збудження двигуна; при  $t = 0.5 \text{ с}$  ненавантажений двигун починає відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості, яка починається з нуля і досягає значення  $25 \text{ (10) рад/с}$ ; на інтервалі роботи двигуна з постійною швидкістю, при  $t = 1 \text{ с}$  до валу двигуна прикладається, а при  $t = 2 \text{ с}$  знімається постійний номінальний момент навантаження.

Налаштування алгоритму бездавачевого керування встановлено наступними:  $k_i = 700$ ,  $k_{ii} = 122.5 \cdot 10^3$ ;  $k_\psi = 100$ ,  $k_{\psi i} = 5000$ ;  $k_\omega = 100$ ,  $k_{\omega i} = 5000$ ;  $k_{od} = 300$ ,  $k_{oq} = 300$ ;  $k_{oi} = 245000$ ;  $\gamma_1 = 70$ . Величина мертвого часу  $3.2 \text{ мкс}$ .

Графіки перехідних процесів в системі бездавачевого векторного керування при  $\omega^* = 25 \text{ рад/с}$  без компенсації мертвого часу показано на рис. 6.42, 6.43.

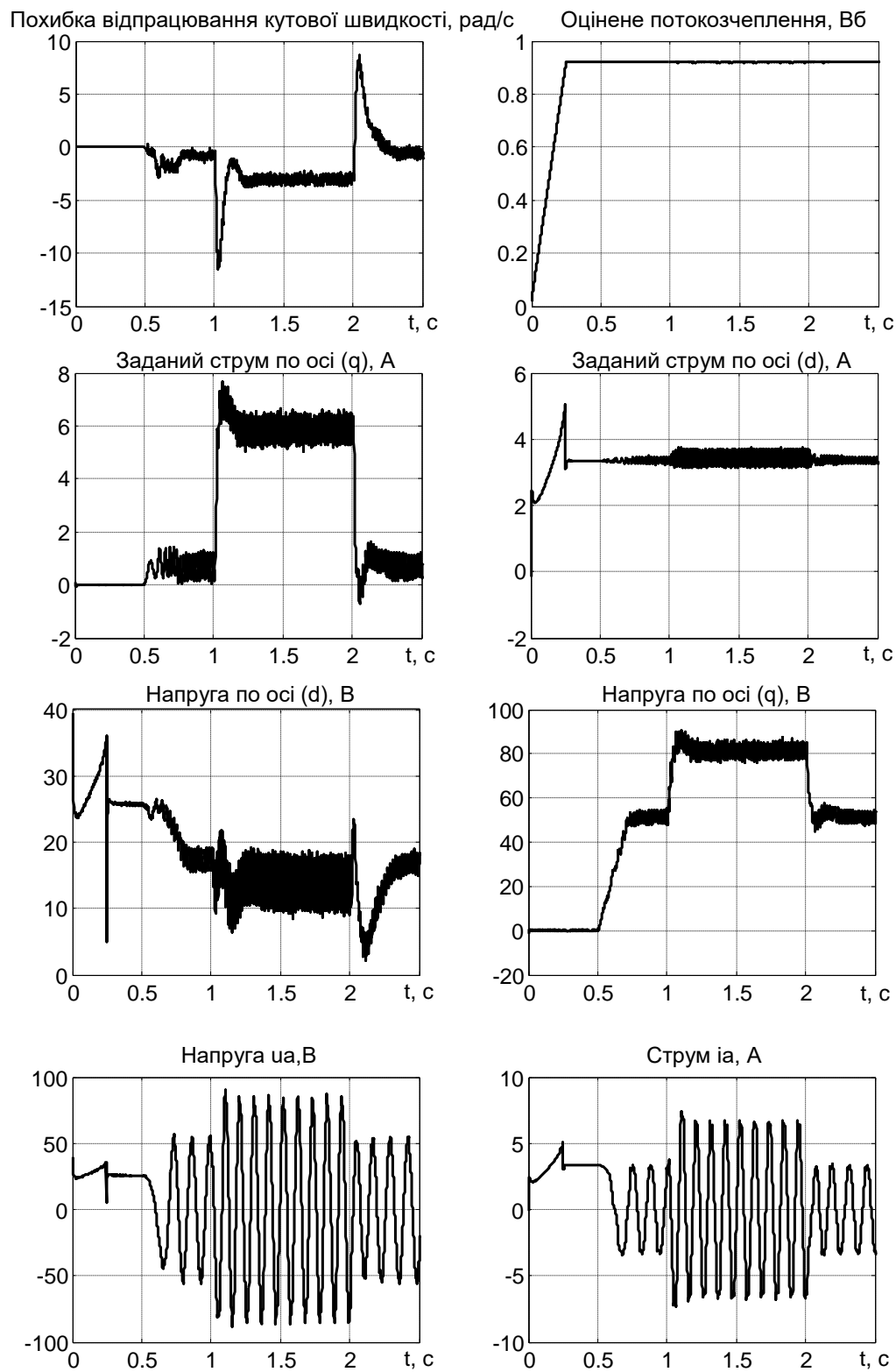


Рис. 6.42. Перехідні процеси при  $\omega^* = 25$  рад/с без компенсації мертвого часу



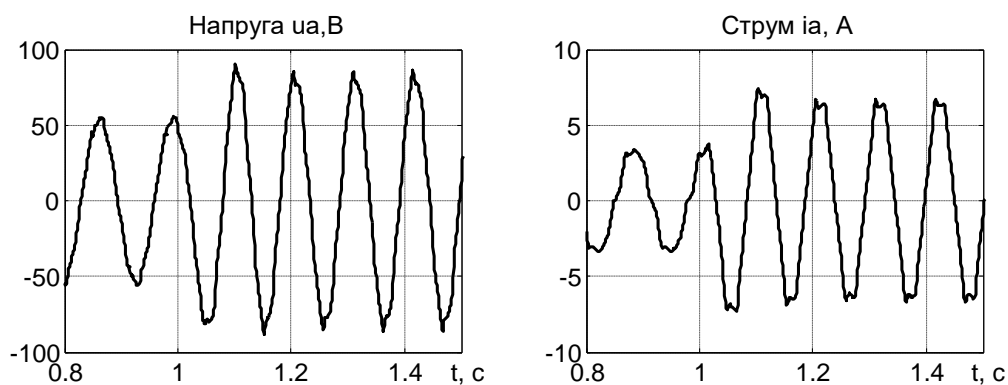


Рис. 6.43. Форма фазної напруги та струму при  $\omega^* = 25$  рад/с без компенсації мертвого часу

На рис. 6.44, 6.45 показано перехідні процеси при виконанні того ж тесту, коли в системі бездавачевого векторного керування включено алгоритм компенсації мертвого часу, заданий рівняннями (6.13). З порівняння рис. 6.42, 6.43 та рис. 6.44, 6.45 видно що некомпенсований мертвий час призводить до спотворення форми струмів статора, що, в свою чергу призводить до пульсацій на рівні 1.2 А в моментуутворюючій складовій струму статора на холостому ході та під навантаженням. Пульсації в струмі збудження на рівні 0.6 А чітко виражаються при роботі під навантаженням. Необхідно відмітити, що пульсація моментуутворюючого струму в 1.2 А (близько 20% від номіналу) створює прямопропорційну пульсацію моменту двигуна на рівні 3 Нм.

Алгоритм компенсації мертвого часу дозволяє суттєво покращити форму струмів статора та зменшити рівень пульсацій струмів до рівня 0.4 А в моментуутворюючій складовій та 0.2 А в струмі збудження.

В системі без компенсації мертвого часу, внаслідок похибки відпрацювання напруги інвертора, оцінка кутової швидкості здійснюється з похибкою, тому виникає статична похибка відпрацювання швидкості на рівні 3.5 рад/с під навантаженням, та близько 0.5 рад/с на холостому ході.

В системі з компенсацією мертвого часу похибка відпрацювання кутової швидкості на холостому ході знаходиться на нульовому рівні, а під навантаженням складає близько 0.5 рад/с.

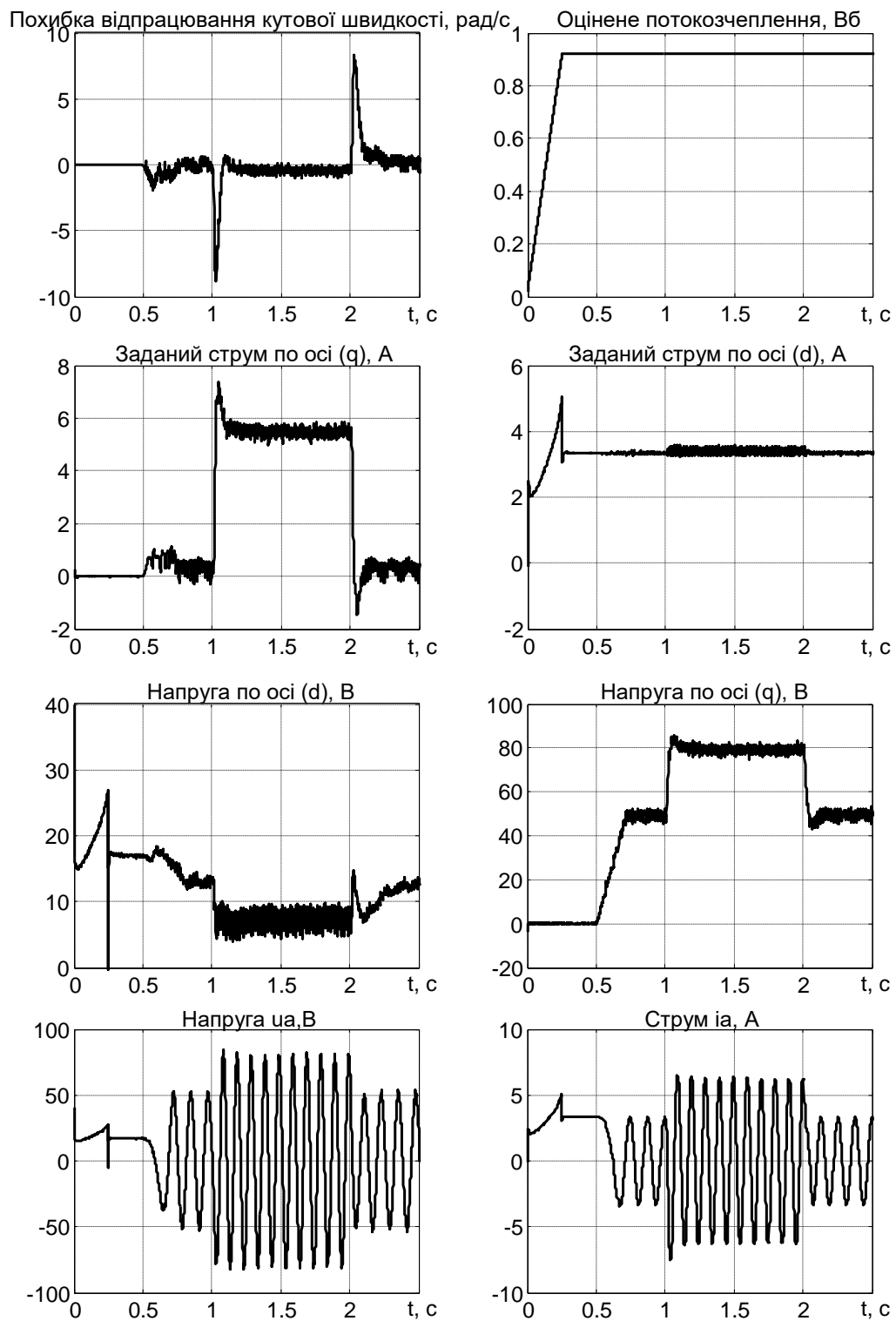


Рис. 6.44. Перехідні процеси при  $\omega^* = 25$  рад/с з компенсацією мертвого часу

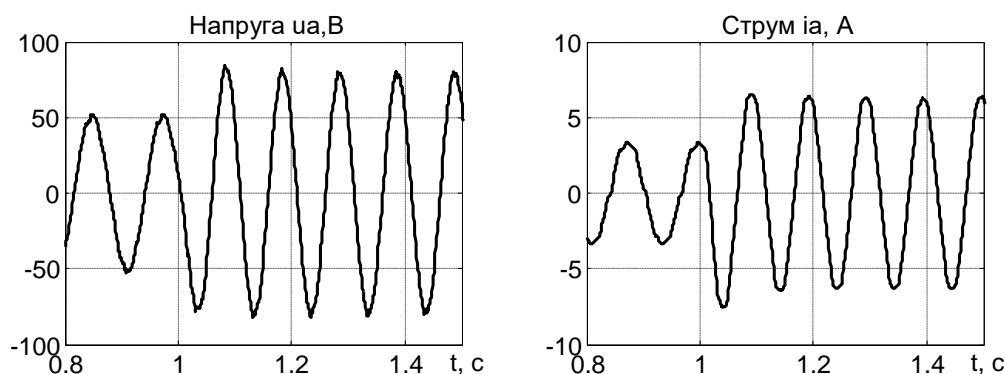


Рис. 6.45. Форма фазної напруги та струму при  $\omega^* = 25$  рад/с з компенсацією мертвого часу

Більш показовим випадком є експеримент на швидкості 10 рад/с, результати виконання якого показано на рис. 6.46 (без компенсації мертвого часу) та рис. 6.47 (з компенсацією). З рис. 6.46 видно, що система бездавачевого векторного керування без компенсації мертвого часу знаходиться на границі стійкості. В системі присутні значні коливання кутової швидкості та моментоутворюючого струму, який попадає в обмеження. Рівень струмообмеження за моментоутворюючою компонентою струму статора встановлено рівним 10 А.

В системі з компенсованим мертвим часом, рис. 6.47, забезпечується стійка робота зі статичною похибкою по швидкості на рівні 1 рад/с при дії номінального навантаження.

Таким чином встановлено, що за відсутності компенсації мертвого часу система стає нестійкою пари кутових швидкостях менше 15 рад/с, тобто реальний дослідний діапазон регулювання кутової швидкості складає 1:10.

Система з компенсацією мертвого часу у відповідності з алгоритмом (6.13) дозволяє розширити діапазон регулювання кутової швидкості до рівня 1:20 – 1:30. При цьому робота з нульовою швидкістю не забезпечується, тобто алгоритм (6.13) не забезпечує повної компенсації мертвого часу в зоні низьких швидкостей.

Для уникнення цього недоліку, в роботі запропоновано модифікований метод компенсації мертвого часу, суть якого полягає в наступному.

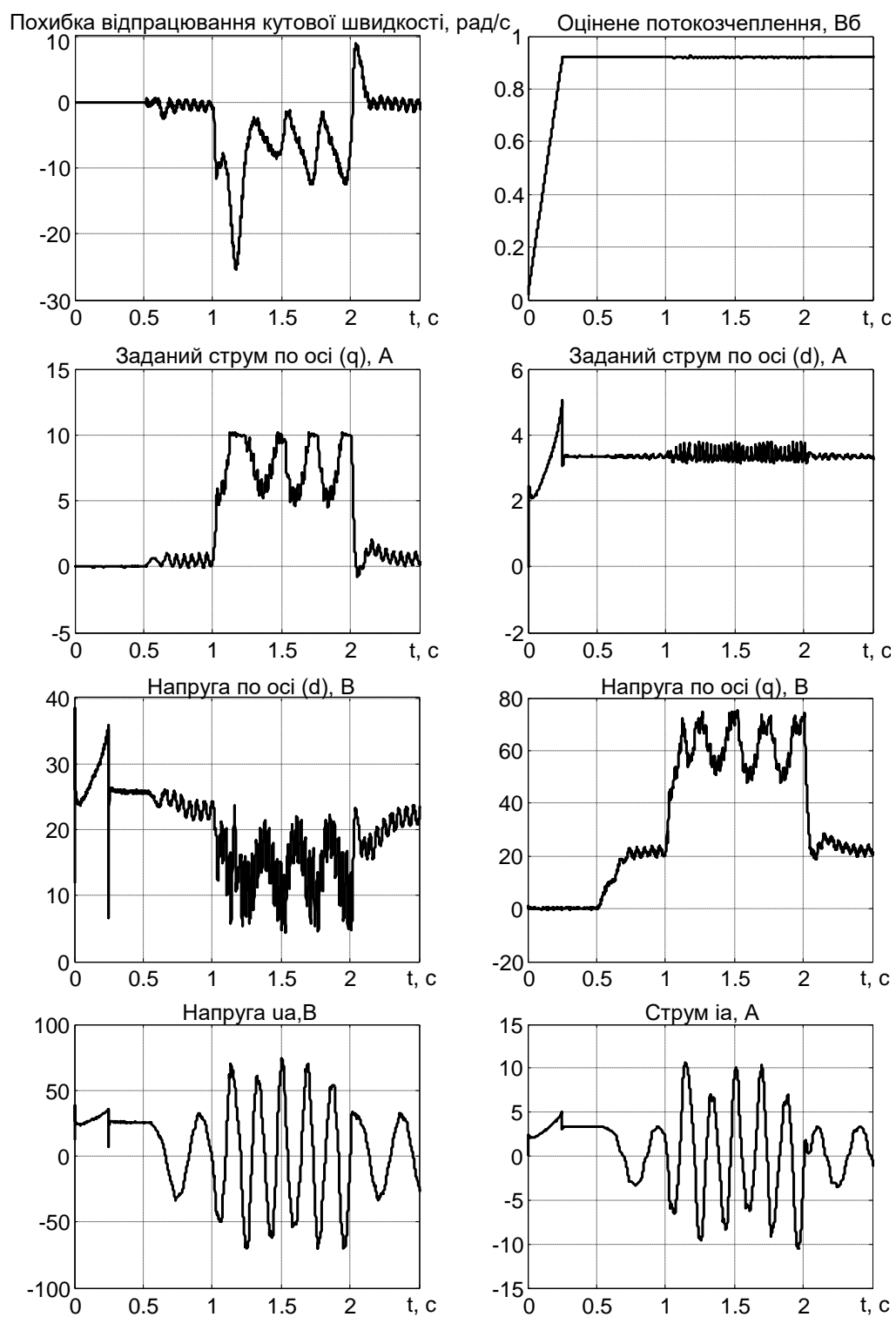


Рис. 6.46. Перехідні процеси при  $\omega^* = 10$  рад/с без компенсації мертвого часу

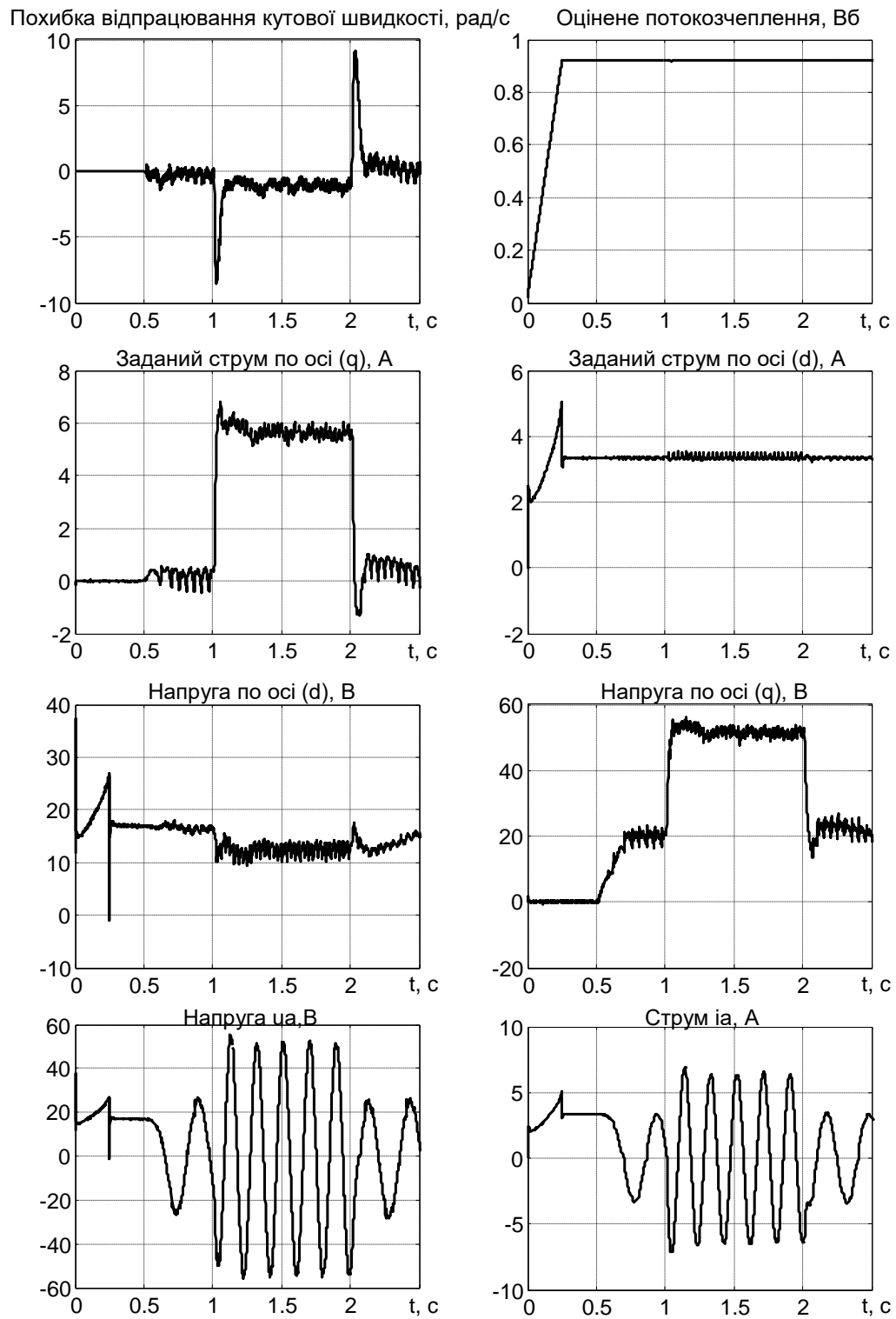


Рис. 6.47. Перехідні процеси при  $\omega^* = 10$  рад/с з компенсацією мертвого часу

При роботі на низьких швидкостях (до 20 – 30 % від номінальної) значення опору статора, яке використовується в алгоритмі векторного керування необхідно завищувати приблизно на 20 – 30 % (підбирається експериментально) від номінального значення. При збільшенні завдання на кутову швидкість розрахункове значення активного опору статора необхідно лінійно зменшувати так, щоб при досягненні рівня швидкості 20 – 30 % від номінальної воно стало рівним реальному активному опору.

Підвищення значення активного опору статора дозволяє частково компенсувати похибку, яка виникає в спостерігачах струмів статора внаслідок неідеального відпрацювання напруги на низьких швидкостях. Так як з ростом кутової швидкості (відповідно і амплітуди напруги) похибка відпрацювання напруги зменшується, то і рівень компенсації за рахунок зміни активного опору статора також необхідно зменшувати.

Експериментально встановлено, що при роботі на середніх та високих швидкостях, компенсація мертвого часу може бути вносити негативний ефект, оскільки призводить до перекомпенсації, і виникнення додатної похибки регулювання кутової швидкості під навантаженням. Тому величину рівня компенсації також запропоновано зменшувати з ростом кутової швидкості. Рівні компенсації на нульовій та середніх швидкостях визначаються експериментально.

Використання запропонованого комбінованого методу компенсації мертвого часу дозволило розширити діапазон регулювання кутової швидкості до рівня 1:100 та забезпечити роботу на нульовій швидкості, як це підтверджено результатами експериментального тестування в розділі 3.

## **6.6 Ідентифікація параметрів асинхронного двигуна для систем бездавачевого керування**

Точність визначення параметрів математичної моделі АД є одним з важливих факторів, які впливають на показники якості регулювання координат векторно-керованих асинхронних електроприводів.

Незважаючи на те, що більшість закордонних виробників асинхронних електроприводів мають в своїх виробках функцію самоналаштування, яка дозволяє визначити параметри АД при ініціалізації системи, повного теоретичного вирішення задачі ідентифікації параметрів асинхронної машини до цього часу не знайдено.

Динамічна поведінка АД описується системою нелінійних диференціальних рівнянь, в якій невідомими є п'ять електричних параметрів: активні опори і індуктивності статора і ротора, індуктивність намагнічуючого контуру. Задача ідентифікації параметрів АД для систем бездавачевого керування формулюється наступним чином: за допомогою двофазного керування необхідно отримати значення параметрів АД на основі вимірювання струму статора [232].

Оскільки активний опір статора може бути виміряний у відповідності із законом Ома, а індуктивності статора і ротора з достатньою точністю можуть вважатися однаковими, то задача ідентифікації спрощується. В такій постановці необхідно ідентифікувати тільки три електричних параметри АД. За таких припущень, в роботі [146] вирішена задача ідентифікації електричних параметрів АД при нерухомому роторі, а в роботі [147] з ротором, що вільно обертається (при відокремленому від механізму роторі). Проведення тесту ідентифікації на машині, що обертається часто є недопустимим з технологічних причин, тому використання алгоритмів ідентифікації при нерухомому роторі є більш доцільним в умовах реального впровадження. Необхідно також відмітити, що ідентифікація параметрів при нерухомому роторі не вимагає вимірювання кутової швидкості.

Разом з тим відомо, що ефекти немодельованої динаміки (несиметричність АД, насичення, неідеальності інвертора, шуми вимірювань), які не враховуються при розробці алгоритмів ідентифікації, можуть здійснювати суттєвий вплив на точність визначення параметрів, або навіть призводити до втрати стійкості процесів ідентифікації. Алгоритми визначення параметрів при нерухомому роторі є більш чутливими до вказаних ефектів, тому надання їм додаткових властивостей робастності з метою забезпечення їх стійкої роботи в умовах реального впровадження є важливою задачею.

### 6.6.1 Постановка задачі ідентифікації параметрів АД

Розглянемо випадок збудження АД по одній осі, наприклад по осі а [232]. В цьому випадку момент двигуна дорівнює нулю і за відсутності моменту навантаження ротор залишається нерухомим. Рівняння динаміки електричної частини АД при цьому мають вигляд

$$\begin{aligned}\dot{\psi}_a &= -R_1 i_a + u_a, \\ \dot{i}_a &= -\frac{R_1}{\sigma} i_a - \gamma_0 i_a + \frac{\alpha}{\sigma} \psi_a + \frac{1}{\sigma} u_a,\end{aligned}\tag{6.14}$$

де  $i_a, u_a, \psi_a$  – струм, напруга і потокозчеплення статора;  $\gamma_0 = \alpha(1 + L_m \beta)$ .

Математична модель електричної системи АД (6.14) при розглянутих умовах описується системою лінійних диференціальних рівнянь другого порядку, у якій невідомими є п'ять параметрів:  $R_1, R_2, L_1, L_2, L_m$ . Їхня ідентифікація повинна здійснюватися при використанні лише інформації про струм статора  $i_a$ , оскільки потокозчеплення статора  $\psi_a$  невимірюване. Значного спрощення поставленої задачі можна досягнути з використанням допущень про те, що,  $L_1 = L_2$ , а  $R_1$  – вимірюється за законом Ома при постійній напрузі, яка формується інвертором:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} i_a = \frac{u_a}{R_1}.\tag{6.15}$$

Таким чином, якщо  $L_1 = L_2$ , а  $R_1$  ідентифікується попередньо, то ідентифікувати необхідно три параметри:  $L_1 = L_2, L_m, R_2$ .

Розглянемо задачу прямого адаптивного керування струмом статора. Нехай  $i_a^*$  – задана траєкторія зміни струму, що задовольняє умовам персистентності збудження. Необхідно знайти адаптивний алгоритм регулювання струму при невідомих параметрах  $\sigma, \alpha, \gamma_0$ , який гарантує:

О.1. Асимптотичність відпрацювання струму, тобто



$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_a = 0, \quad \tilde{i}_a = i_a - i_a^*. \quad (6.16)$$

О.2. Асимптотичне оцінювання потокозчеплення ротора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_a = 0, \quad \tilde{\psi}_a = \psi_a - \hat{\psi}_a. \quad (6.17)$$

О.3. Асимптотичне оцінювання невідомих параметрів  $\sigma$ ,  $\alpha$ ,  $\gamma_0$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\sigma}, \tilde{\gamma}_0, \tilde{\alpha}) = 0, \quad \tilde{\sigma} = \sigma - \hat{\sigma}, \tilde{\gamma}_0 = \gamma_0 - \hat{\gamma}_0, \tilde{\alpha} = \alpha - \hat{\alpha}. \quad (6.18)$$

### 6.6.2 Синтез алгоритму ідентифікації

Сформуємо спостерігач потокозчеплення статора і адаптивний алгоритм регулювання струму:

$$\dot{\hat{\psi}}_a = -R_l \dot{i}_a^* + k_0 \tilde{i}_a + u_a, \quad (6.19)$$

$$u_a = R_l \dot{i}_a^* - \hat{\alpha} \hat{\psi}_a + \hat{\sigma} (\hat{\gamma}_0 \dot{i}_a^* - k_i \tilde{i}_a + \dot{i}_a^*), \quad (6.20)$$

де  $\hat{\psi}_a$  – оцінене значення потокозчеплення статора по осі а,  $\hat{\alpha}$ ,  $\hat{\sigma}$ ,  $\hat{\gamma}_0$  – оцінки параметрів  $\sigma$ ,  $\alpha$  и  $\gamma_0$ ,  $(k_o, k_i) > 0$  – параметри налаштування.

З (6.14), (6.19) та (6.20) рівняння динаміки похибок оцінювання та відпрацювання запишуться

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_a &= -(R_l + k_0) \tilde{i}_a, \\ \dot{\tilde{i}}_a &= -\left( \frac{R_l}{\sigma} + \gamma_0 + k_i \right) \tilde{i}_a + \frac{\alpha}{\sigma} \tilde{\psi}_a + \frac{\tilde{\alpha}}{\sigma} \hat{\psi}_a - \frac{\tilde{\sigma}}{\sigma} (\hat{\gamma}_0 \dot{i}_a^* - k_i \tilde{i}_a + \dot{i}_a^*) - \tilde{\gamma}_0 \dot{i}_a^*. \end{aligned} \quad (6.21)$$

Визначивши вектор похибок оцінюваних змінних і параметрів  $\mathbf{x}_2 = (\tilde{\psi}_a, \tilde{\alpha}, \tilde{\sigma}, \tilde{\gamma}_0)^T$  отримаємо друге рівняння в (6.21) у наступній векторно-матричній формі:

$$\dot{\tilde{\mathbf{i}}}_a = -\mathbf{k}_1 \tilde{\mathbf{i}}_a + \mathbf{W}(t) \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x}_2, \quad (6.22)$$

$$\text{де} \quad \mathbf{k}_1 = \left( \frac{\mathbf{R}_1}{\sigma} + \gamma_0 + \mathbf{k}_i \right), \quad \mathbf{W}(t) = \begin{bmatrix} 1 & \hat{\psi}_a & (\hat{\gamma}_0 \mathbf{i}_a^* - \mathbf{k}_i \tilde{\mathbf{i}}_a + \dot{\mathbf{i}}_a^*) & \mathbf{i}_a^* \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{D}^{-1} = \text{diag} \left[ \frac{\alpha}{\sigma}, \frac{1}{\sigma}, \frac{1}{\sigma}, 1 \right] > 0.$$

Для моделі однофазно-збудженого АД, заданої рівняннями (6.14), адаптивний алгоритм керування струмом (6.20) забезпечує досягнення цілі 0.1, якщо динаміка вектора похибок оцінювання формується у вигляді [184]:

$$\dot{\mathbf{x}}_2(t) = -\gamma \mathbf{W}^T(t) \tilde{\mathbf{i}}_a, \quad (6.23)$$

$$\text{де } \gamma = \text{diag}(\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4), \quad \gamma_1 = (\mathbf{R}_1 + \mathbf{k}_0)^{-1}.$$

В розгорнутому вигляді система (6.23) записується

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_a &= -(\mathbf{R}_1 + \mathbf{k}_0) \tilde{\mathbf{i}}_a, \\ \dot{\tilde{\alpha}} &= -\gamma_2 \tilde{\mathbf{i}}_a \hat{\psi}_a, \\ \dot{\tilde{\sigma}} &= \gamma_3 \tilde{\mathbf{i}}_a (\hat{\gamma}_0 \mathbf{i}_a^* - \mathbf{k}_i \tilde{\mathbf{i}}_a + \dot{\mathbf{i}}_a^*), \\ \dot{\tilde{\gamma}} &= \gamma_4 \tilde{\mathbf{i}}_a \mathbf{i}_a^*. \end{aligned} \quad (6.24)$$

Розглянемо для системи рівнянь (6.22), (6.24) функцію

$$V = \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{i}}_a^2 + \frac{1}{2} \mathbf{x}_2^T \gamma^{-1} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x}_2 = \frac{1}{2} \left( \tilde{\mathbf{i}}_a^2 + \frac{\tilde{\psi}_a^2 \alpha}{\gamma_1 \sigma} + \frac{\tilde{\alpha}^2}{\gamma_2 \sigma} + \frac{\tilde{\sigma}^2}{\gamma_3 \sigma} + \frac{\tilde{\gamma}_0^2}{\gamma_4} \right), \quad (6.25)$$

похідна від якої з урахуванням (6.21), (6.22) дорівнює

$$\dot{V} = -\mathbf{k}_1 \tilde{\mathbf{i}}_a^2. \quad (6.26)$$

З виразів (6.25), (6.26), (6.22) слідує, що  $\tilde{\mathbf{i}}_a$  та  $\mathbf{x}_2$  є обмеженими. Відповідно для обмежених  $u$ ,  $\dot{\mathbf{i}}_a$ ,  $\psi_a$  оцінки  $\hat{\psi}_a, \hat{\alpha}, \hat{\sigma}, \hat{\gamma}_0$  також будуть обмеженими. Оскільки

$$\int_0^t \dot{V} d\tau = -\frac{[V(t) - V(0)]}{k_1} \leq \frac{V(0)}{k_1},$$

то  $\tilde{\mathbf{i}}_a$  є квадратично інтегрованим і обмеженим з обмеженою похідною. З використанням леми Барбалат [184] встановлюємо, що ціль асимптотичного відпрацювання струму О.1 досягається,  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\mathbf{i}}_a = 0$ .

Якщо існує  $T_1 > 0$  таке, що

$$\int_t^{t+T_1} \mathbf{W}^T(\tau) \mathbf{W}(\tau) d\tau > 0, \quad (6.27)$$

для всіх  $t \geq 0$ , тобто умова персистентності збудження виконується, тоді положення рівноваги  $\tilde{\mathbf{i}}_a = 0$ ,  $\mathbf{x}_2 = 0$  є глобально експоненційно стійким, і відповідно цілі ідентифікації О.2 і О.3 також досягаються.

У розгорнутому вигляді вирази динаміки оцінювання записуються

$$\begin{aligned} \dot{\psi}_a &= -R_1 \dot{\mathbf{i}}_a^* + k_0 \tilde{\mathbf{i}}_a + u_a, \\ \dot{\hat{\alpha}} &= -\dot{\hat{\alpha}} = \gamma_2 \tilde{\mathbf{i}}_a \hat{\psi}_a, \\ \dot{\hat{\sigma}} &= -\dot{\hat{\sigma}} = -\gamma_3 \tilde{\mathbf{i}}_a (\hat{\gamma}_0 \dot{\mathbf{i}}_a^* - k_i \tilde{\mathbf{i}}_a + \dot{\mathbf{i}}_a^*), \\ \dot{\hat{\gamma}}_0 &= -\dot{\hat{\gamma}}_0 = -\gamma_4 \tilde{\mathbf{i}}_a \dot{\mathbf{i}}_a^*. \end{aligned} \quad (6.28)$$

Параметрами налаштування алгоритму ідентифікації є  $k_0, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4$ .

З оцінених значень  $\hat{\sigma}, \hat{\alpha}, \hat{\gamma}_0$  фізичні параметри АД  $L_1 = L_2, L_m, R_2$  розраховуються у вигляді

$$\begin{aligned}
\hat{L}_1 &= \hat{L}_2 = \hat{L} = \frac{\hat{\gamma}_0 \hat{\sigma}}{\hat{\alpha}}, \\
\hat{L}_m &= \sqrt{\hat{L}(\hat{L} - \hat{\sigma})}, \\
\hat{R}_2 &= \hat{\alpha} \hat{L}_2.
\end{aligned} \tag{6.29}$$

### 6.6.3 Робастифікація алгоритму ідентифікації

Алгоритм ідентифікації (6.20), (6.28) синтезовано в припущенні, що машина є симетричною та ненасиченою, а ефекти немодельованої динаміки відсутні. Разом з тим, на практиці їх наявність може здійснювати суттєвий вплив на точність визначення параметрів. Для усунення вказаного недоліку виконаємо робастифікацію алгоритму ідентифікації, модифікувавши (6.28) до наступного вигляду [232]:

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{\psi}}_a &= -R_1 \hat{i}_a^* + k_0 \tilde{i}_a + u_a, \\
\dot{\hat{\alpha}} &= -\dot{\hat{\alpha}} = \gamma_2 \tilde{i}_a \hat{\psi}_a - \lambda_\alpha \hat{\alpha}, \\
\dot{\hat{\sigma}} &= -\dot{\hat{\sigma}} = -\gamma_3 \tilde{i}_a (\hat{\gamma}_0 \hat{i}_a^* - k \tilde{i}_a + \hat{i}_a^*) - \lambda_\sigma \hat{\sigma}, \\
\dot{\hat{\gamma}}_0 &= -\dot{\hat{\gamma}}_0 = -\gamma_4 \tilde{i}_a \hat{i}_a^* - \lambda_\gamma \hat{\gamma}_0,
\end{aligned} \tag{6.30}$$

де  $(\lambda_\alpha, \lambda_\sigma, \lambda_\gamma) > 0$  – параметри налаштування.

Нехай у другому рівнянні моделі (6.14) наявне обмежене збурення  $\eta(t), |\eta(t)| < \rho$

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{\psi}}_a &= -R_1 \hat{i}_a + u_a, \\
\dot{\hat{i}}_a &= -\frac{R_1}{\sigma} \hat{i}_a - \alpha(1 + L_m \beta) \hat{i}_a + \frac{\alpha}{\sigma} \hat{\psi}_a + \frac{1}{\sigma} u_a + \eta(t),
\end{aligned} \tag{6.31}$$

яке враховує вплив немодельованої динаміки.

З врахуванням (6.30), (6.31), а також визначень (6.16), (6.17), (6.18), рівняння динаміки похибок оцінювання і відпрацювання струму запишуться у вигляді

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{\psi}}_a &= -(\mathbf{R}_1 + \mathbf{k}_0)\tilde{\mathbf{i}}_a, \\
\dot{\tilde{\alpha}} &= -\gamma_2\tilde{\mathbf{i}}_a\hat{\psi}_a + \lambda_\alpha\hat{\alpha}, \\
\dot{\tilde{\sigma}} &= \gamma_3\tilde{\mathbf{i}}_a(\hat{\gamma}_0\mathbf{i}_a^* - \mathbf{k}\tilde{\mathbf{i}}_a + \dot{\mathbf{i}}_a^*) + \lambda_\sigma\hat{\sigma}, \\
\dot{\tilde{\gamma}}_0 &= \gamma_4\tilde{\mathbf{i}}_a\mathbf{i}_a^* + \lambda_\gamma\hat{\gamma}_0, \\
\dot{\tilde{\mathbf{i}}}_a &= -\left(\frac{\mathbf{R}_1}{\sigma} + \gamma_0 + \mathbf{k}_i\right)\tilde{\mathbf{i}}_a + \frac{\alpha}{\sigma}\tilde{\psi}_a + \frac{\tilde{\alpha}}{\sigma}\hat{\psi}_a - \frac{\tilde{\sigma}}{\sigma}(\hat{\gamma}_0\mathbf{i}_a^* - \mathbf{k}_i\tilde{\mathbf{i}}_a + \dot{\mathbf{i}}_a^*) - \tilde{\gamma}_0\mathbf{i}_a^* + \eta(t).
\end{aligned} \tag{6.32}$$

Розглянемо для системи (6.32) функцію Ляпунова (6.25). Похідна від (6.25) в силу траєкторій (6.32) запишеться у наступному вигляді:

$$\begin{aligned}
\dot{V} \leq & -\mathbf{k}_{10}\tilde{\mathbf{i}}_a^2 - \frac{\lambda_\alpha}{2\gamma_2\sigma}\tilde{\alpha}^2 - \frac{\lambda_\sigma}{2\gamma_3\sigma}\tilde{\sigma}^2 - \frac{\lambda_\gamma}{2\gamma_4}\tilde{\gamma}_0^2 + \frac{\eta^2}{4\mathbf{k}_{11}} + \\
& + \frac{\lambda_\alpha}{2\gamma_2\sigma}\alpha^2 + \frac{\lambda_\sigma}{2\gamma_3\sigma}\sigma^2 + \frac{\lambda_\gamma}{2\gamma_4}\gamma_0^2,
\end{aligned} \tag{6.33}$$

$$\text{де } \mathbf{k}_1 = \mathbf{k}_{10} + \mathbf{k}_{11} = \left(\frac{\mathbf{R}_1}{\sigma} + \alpha + \mathbf{k}_i\right).$$

Виходячи з форми рівнянь (6.32) та похідної від функції Ляпунова (6.33) встановлюємо, що вектор похибок ідентифікації  $\mathbf{x}_2 = (\tilde{\psi}_a, \tilde{\sigma}, \tilde{\alpha}, \tilde{\gamma}_0)^T$  експоненційно сходиться в обмежений простір визначений [232]

$$\mathbf{D}_\sigma = \{\mathbf{x}_2 \mid \|\mathbf{x}_2\| \leq c > 0\}, \tag{6.34}$$

де додатна константа  $c$  залежить від рівня персистентності збудження і пропорційна  $(\lambda_{\max} + \bar{\eta})$ ,  $\bar{\eta} = \sup_t(\eta)$ .

#### 6.6.4 Дослідження процесів ідентифікації параметрів асинхронного двигуна

Експериментальне тестування алгоритму ідентифікації виконано на станції швидкого прототипного тестування з використанням двигунів АД АК51/6 (АД № 6, параметри в Додатку Б) та АД №1 потужністю 2.2 кВт, який використано в попередніх розділах.

Графіки перехідних процесів при виконанні ідентифікації параметрів АД №6 з використанням неробастифікованого алгоритму (6.28) показано на Рис. 6.48.

Як видно з перехідних процесів на рис. 6.48, ідентифікація невідомих параметрів  $\sigma$ ,  $\alpha$ ,  $\gamma_0$  відбувається за час, приблизно рівний 2 с. Розрахункові значення параметрів схеми заміщення АД за результатами виконаного тесту дорівнюють  $\hat{R}_2 = 6.1 \text{ Ом}$ ,  $\hat{L}_1 = \hat{L}_2 = 0.283 \text{ Г}$ ,  $\hat{L}_m = 0.261 \text{ Г}$ .

На рис. 6.49, представлено результати математичного моделювання процесу ідентифікації, для виконання якого використано параметри розглянутого АД, розраховані за результатами проведеного експерименту, [232].

З порівняння графіків на рис. 6.48 і рис. 6.49 видно, що перехідні процеси, отримані при математичному моделюванні з високою точністю співпадають з результатами експериментального тесту.

Для перевірки точності визначення параметрів АД знято експериментальний перехідний процес кутової швидкості ротора при прямому пуску АД від мережі з наступним навантаженням його стрибкоподібним моментом навантаження величиною 13 Нм, що складає 70 % від номінального значення. Графіки кутової швидкості, отримані на експериментальній установці і методом математичного моделювання, показано на рис. 6.50.

Відмінність між графіками на рис. 6.50 є нехтувано малою, що свідчить про високу точність визначення параметрів АД з допомогою запропонованого алгоритму ідентифікації.

На рис. 6.51 представлено графіки експериментальних перехідних процесів для робастифікованого алгоритму ідентифікації (6.30), а на рис. 6.52 результати математичного моделювання. Тестування проводилося для декількох значень коефіцієнтів зворотних зв'язків в робастифікованому алгоритмі  $\lambda = 0; 0.1; 0.2$ , при цьому  $\lambda_\alpha = \lambda_\sigma = \lambda_\gamma = \lambda$ .

З порівняння рис. 6.51, рис. 6.52 встановлюємо, що також як і для попереднього випадку, графіки перехідних процесів робастифікованого алгоритму ідентифікації, отримані експериментально і методом математичного моделювання співпадають з високою точністю. При цьому встановлено, що для АД №6 коефіцієнт  $\lambda$  може знаходитися в межах  $[0; 0.2]$ . Введення в спостерігач коригуючих зв'язків з коефіцієнтом  $\lambda = 0.2$  не призводить до виникнення значних похибок оцінювання параметрів  $\sigma$  і  $\gamma_0$ , а похибка визначення параметра  $\alpha$  знаходиться в межах 10% від справжнього значення.

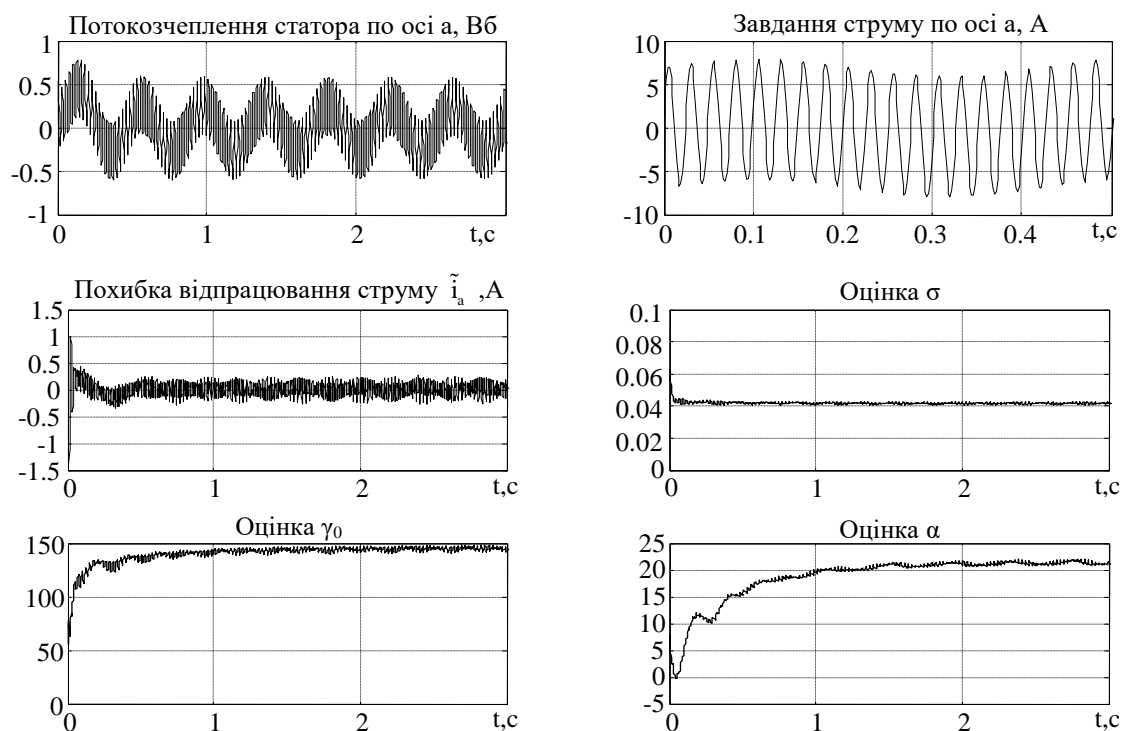


Рис. 6.48. Перехідні процеси під час ідентифікації параметрів АД (експеримент)

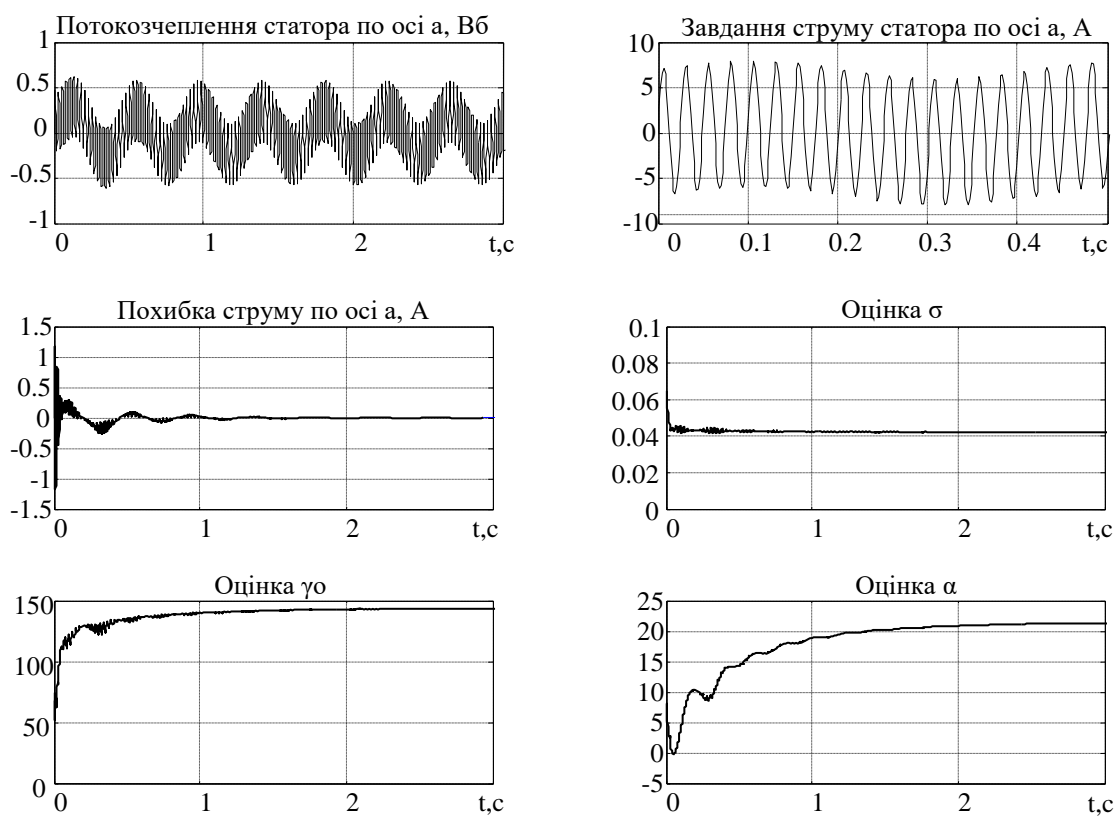


Рис. 6.49. Перехідні процеси під час ідентифікації параметрів АД (математичне моделювання)

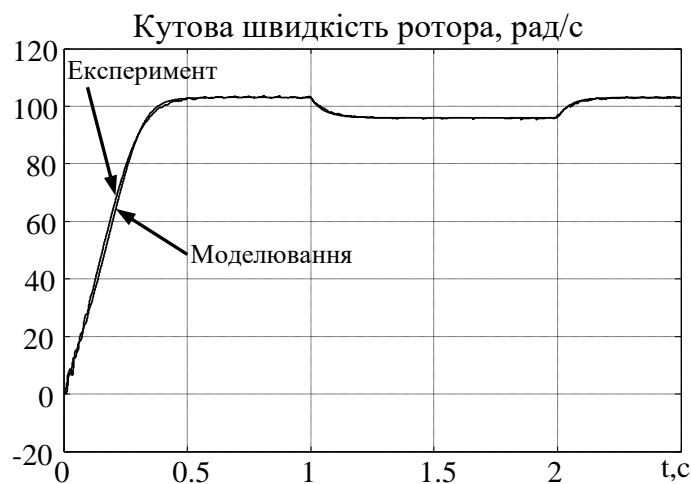


Рис. 6.50. Перехідні процеси кутової швидкості при прямому пуску та навантаженні двигуна



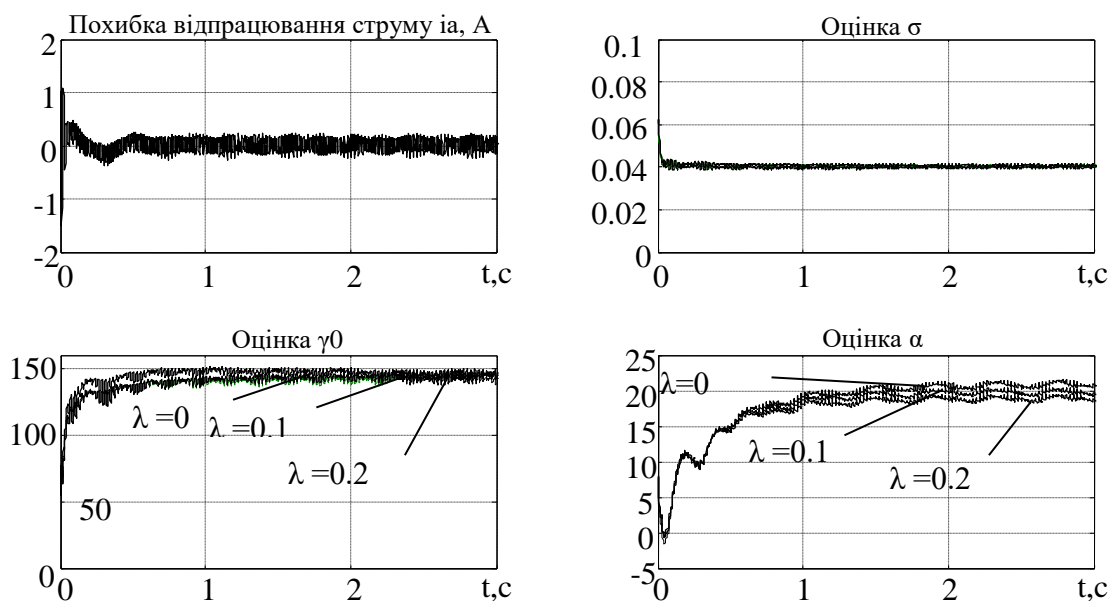


Рис. 6.51. Перехідні процеси ідентифікації з використанням робастифікованого алгоритму (експеримент)

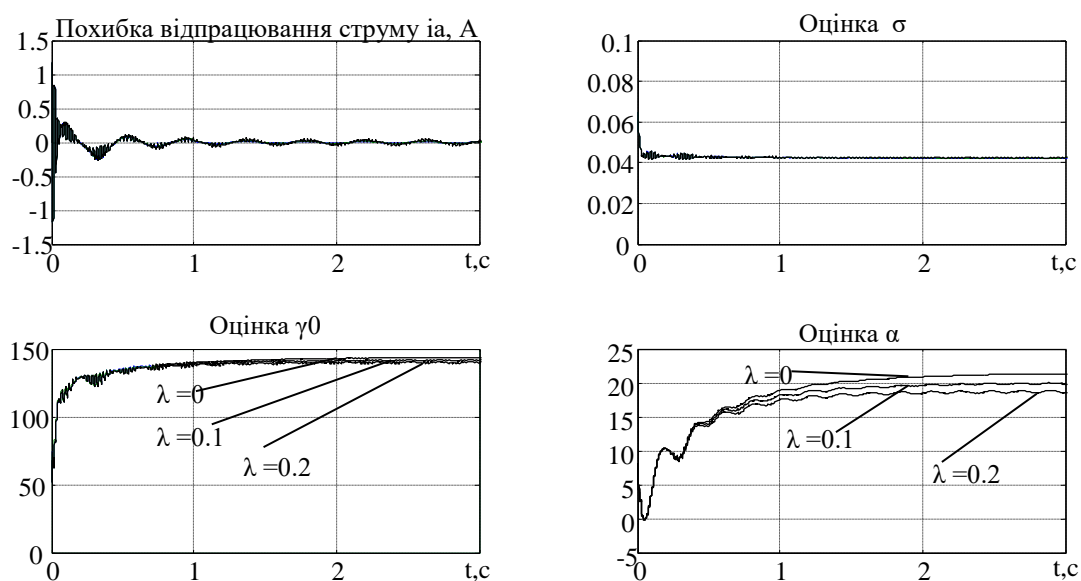


Рис. 6.52. Перехідні процеси ідентифікації з використанням робастифікованого алгоритму (математичне моделювання)

При тестуванні алгоритму ідентифікації з АД №1 використовувалися наступні налаштування:  $\gamma_2 = 1000$ ,  $\gamma_3 = 0.001$ ,  $\gamma_4 = 1000$ ,  $k_i = 150$ ,  $k_0 = 5$ . Початкові умови  $\hat{\alpha}(0) = 5$  Ом/Гн,  $\hat{\sigma}(0) = 0.06$  Гн,  $\hat{\gamma}_0(0) = 75$  Ом/Гн.

Визначення активного опору статора виконано за допомогою інвертора з метою найбільш повного врахування його неідеальностей. Вимірювання відбувалося

наступним чином: у фазі а задавалася постійна напруга така, щоб фазний струм був приблизно рівним струму збудження двигуна. По зафіксованим значення напруги і струму, по закону Ома, розраховано значення активного опору статора, яке склало  $R_1 = 4.38$  Ом. Необхідно відзначити, що виміряне за допомогою інвертора значення активного опору статора враховує додатковий активний опір провідників та еквівалентний опір інвертора.

Графіки перехідних процесів при ідентифікації параметрів з використанням неробастифікованого алгоритму (6.28) показано на рис.6.53. Як видно з рис. 6.53, процес ідентифікації невідомих параметрів  $\sigma$ ,  $\alpha$ ,  $\gamma_0$  відбувається за час, приблизно рівний 2 с. Розрахункові значення параметрів схеми заміщення АД за результатами виконаного тесту дорівнюють  $\hat{R}_2 = 1.82$  Ом,  $\hat{L}_1 = \hat{L}_2 = 0.268$  Гн,  $\hat{L}_m = 0.255$  Гн. Порівнюючи ці значення із значеннями параметрів АД№3 (Додаток Д), які отримані з використанням уточнюючих тестів, видно, що при використанні розробленого алгоритму ідентифікації похибка визначення параметрів не перевищує 10%.

На рис.6.54 представлено графіки перехідних процесів при використанні робастифікованого алгоритму ідентифікації (6.30). Тестування виконувалося для декількох значень коефіцієнтів зворотних зв'язків  $\lambda = 0; 0.05; 0.1$ , при цьому  $\lambda_\alpha = \lambda_\sigma = \lambda_\gamma = \lambda$ .

З розгляду перехідних процесів на рис. 6.54 встановлюємо, що для досліджуваного АД коефіцієнт  $\lambda$  може знаходитися в межах  $[0; 0.1]$ . Введення в спостерігач коригуючих зв'язків з коефіцієнтом  $\lambda = 0.1$  не призводить до виникнення значних похибок оцінювання параметрів  $\sigma$  і  $\gamma_0$ , а похибка оцінювання параметра  $\alpha$  знаходиться в межах 15%.

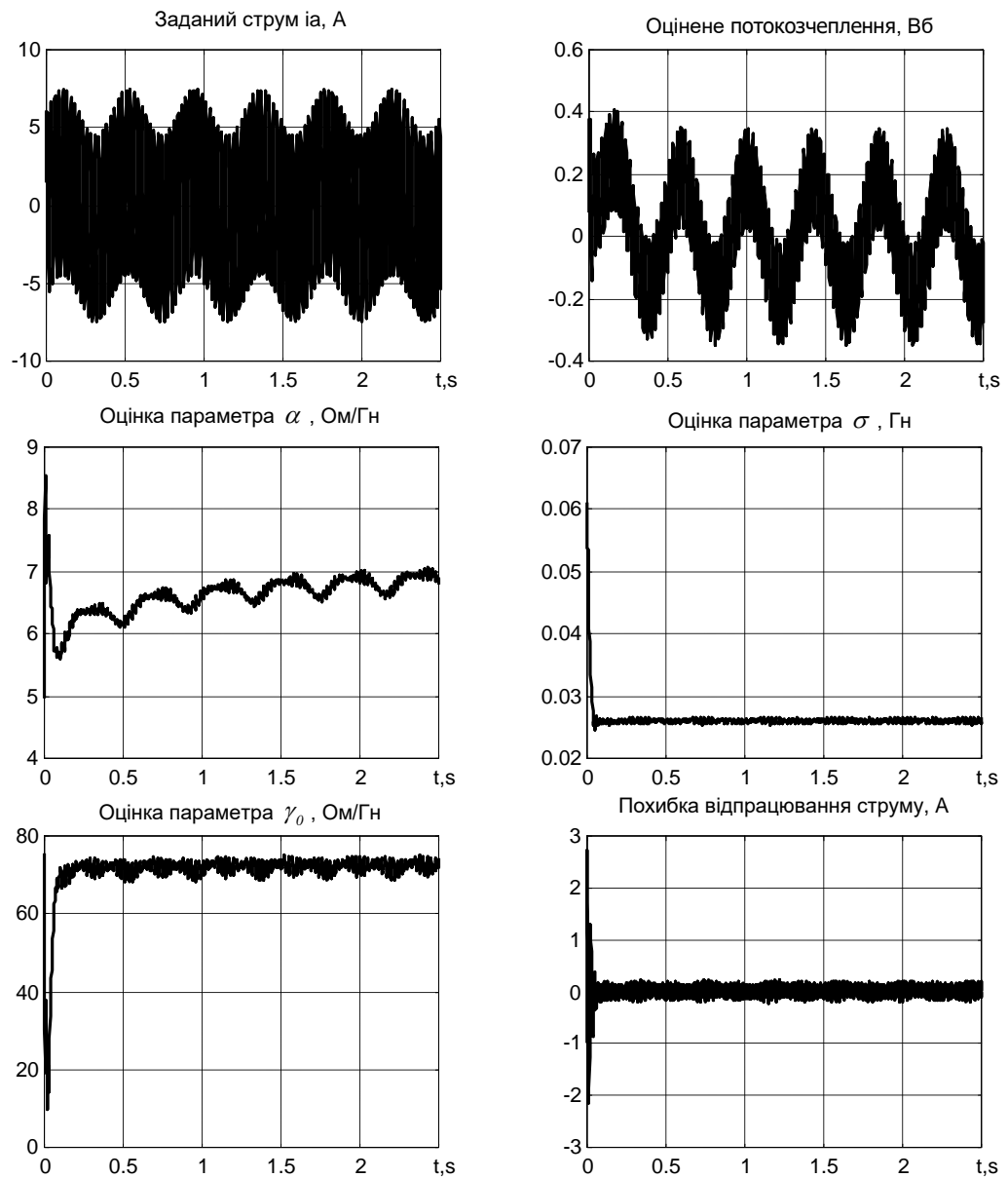


Рис. 6.53. Експериментальні перехідні процеси при ідентифікації параметрів АД №1 з використанням алгоритму (6.28)

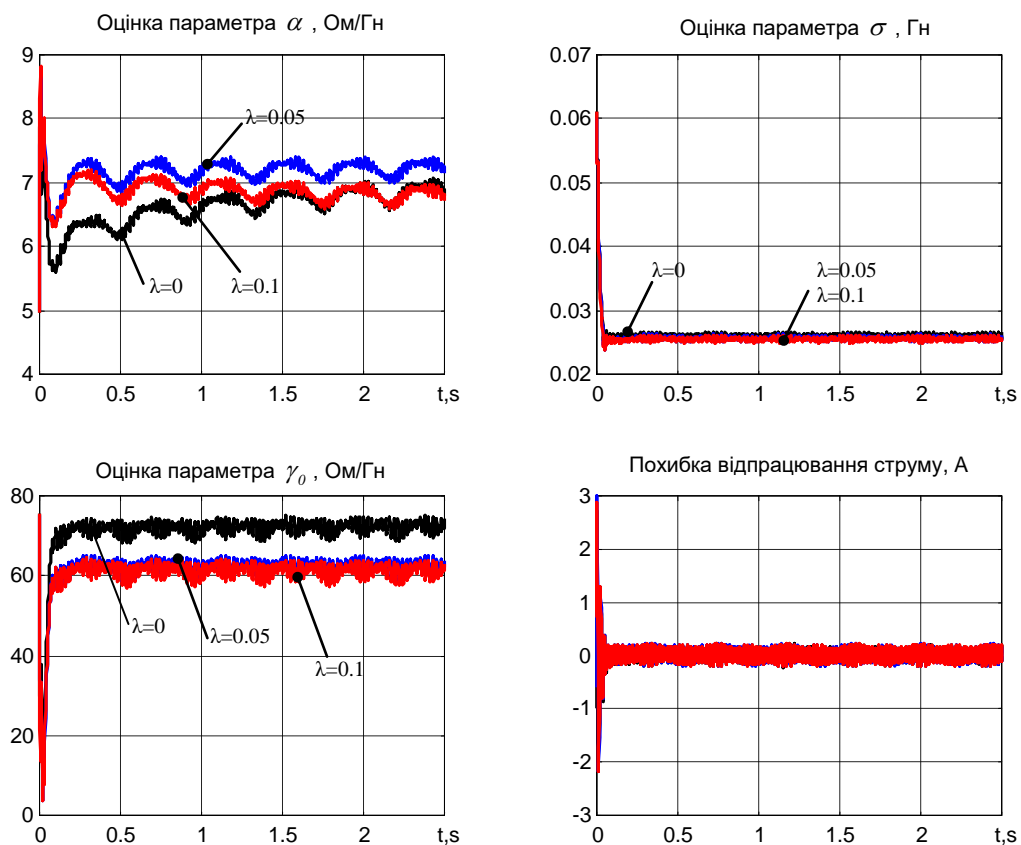


Рис. 6.54. Експериментальні перехідні процеси при ідентифікації параметрів АД №1 з використанням робастифікованого алгоритму (6.30)

## 6.7 Дослідний зразок тягового електроприводу потужністю 100 кВт

Для практичної реалізації і промислового впровадження розроблених структур векторного керування в електромеханічних системах середньорозмірних електробусів або малотоннажних вантажівок в роботі виконано повний цикл розробки, виготовлення та експериментального тестування асинхронного векторно-керованого електроприводу потужністю 100 кВт.

### 6.7.1 Опис дослідного зразка перетворювача

Функціональну схему розробленого та виготовленого електроприводу представлено на рис.6.55. В процесі розробки передбачалося, що живлення системи здійснюється від акумуляторної батареї, від батареї суперконденсаторів, або від гібридного джерела живлення [228 – 230], функціональну схему якого показано на рис. 6.56.

Вихідними даними для розробки були усереднені масогабаритні та технічні характеристики автобусів типу Богдан А92, А221 та інших, з довжиною кузова близько 8 м та спорядженою масою 8 – 10 т, [237]. В традиційних моделях цих автобусів встановлюють дизельні двигуни з потужністю 80 – 120 кВт. Оскільки на відміну від дизельного двигуна, типовий асинхронний двигун має переважувальну здатність близько 2.5 то еквівалентна потужність АД в режимі S1 для електробусу складе 40 – 50 кВт при забезпеченні однакових динамічних характеристик транспортного засобу.

Для подальшого проектування обрано параметри загально-промислового асинхронного двигуна 4А225М4У3 потужністю 55 кВт, а також усереднені параметри транспортного засобу, які зведені в табл. 6.3. Розрахункові параметри та динамічні характеристики транспортного засобу зведені до табл. 6.4.

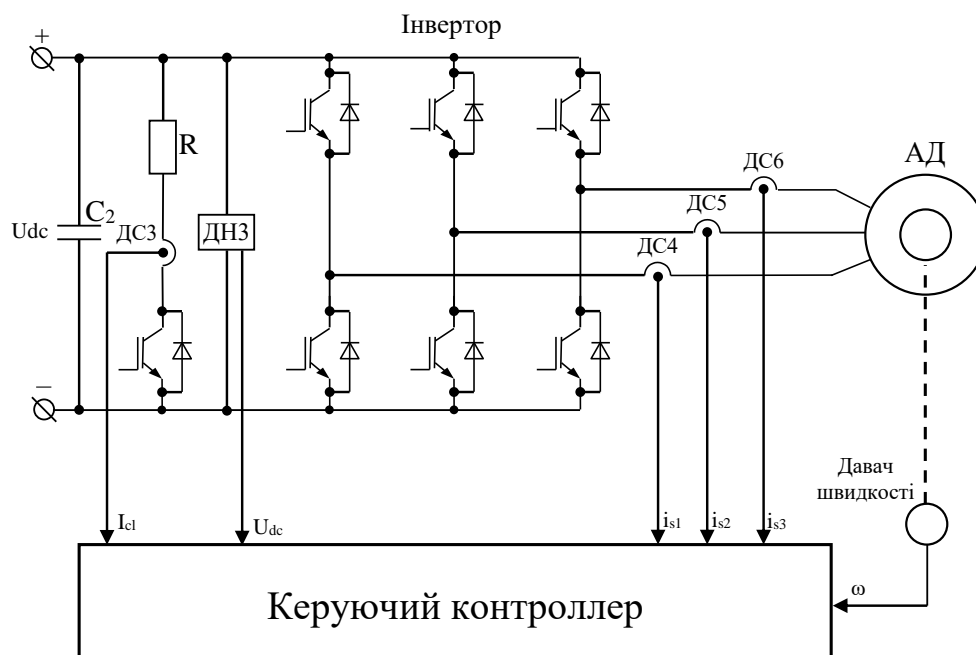


Рис. 6.55. Функціональна схема напівпровідникового перетворювача

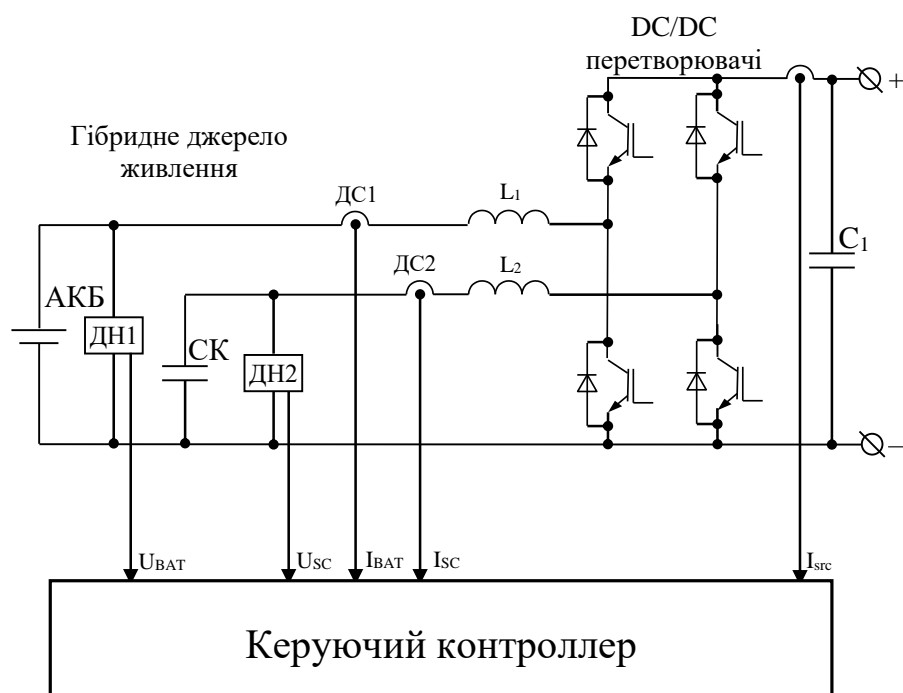


Рис. 6.56. Функціональна схема гібридного джерела живлення



На основі паспортних даних двигуна розрахуємо максимальний вихідний струм інвертора.

Номінальні діючі значення фазної напруги та струму статора

$$U_n = U_{ln} / \sqrt{3} = 380 / \sqrt{3} = 220 \text{ В},$$

$$I_n = \frac{P_{2n}}{3U_n \eta \cos(\phi)} = \frac{55 \cdot 10^3}{3 \cdot 220 \cdot 0.925 \cdot 0.9} = 100.0 \text{ А}.$$

Амплітудні значення фазної напруги і струму статора

$$U_{na} = \sqrt{2}U_n = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 \text{ В},$$

$$I_{na} = \sqrt{2}I_n = \sqrt{2} \cdot 100 = 141 \text{ А}.$$

Номінальний моментоутворюючий струм

$$i_{qn} = I_{na} \cos(\phi) = 141 \cdot 0.9 = 127 \text{ А},$$

Номінальний струм збудження

$$i_{dn} = \sqrt{I_{na}^2 - i_{qn}^2} = \sqrt{141^2 - 127^2} = 61 \text{ А}.$$

При відпрацюванні максимального моменту двигуна, струм збудження залишається на номінальному рівні, в той час як моментоутворююча складова збільшується пропорційно до перевантажувальної здатності. Тому максимальне амплітудне значення струму на виході інвертора визначається як

$$I_{\max} = \sqrt{i_{dn}^2 + \lambda^2 i_{qn}^2} = \sqrt{61^2 + 2.5 \cdot 127^2} = 323 \text{ А}.$$



Розраховане значення максимального струму на виході інвертора та напруга живлення в діапазоні  $U_{dc} = 400 \div 700$  В є вихідними даними для проектування силового перетворювача.

Для побудови інвертора використано силові модулі типу SEMiX604GB126HDs, які містять всередині два IGBT транзистори з антипаралельними діодами і забезпечують в нагрітому стані максимальний струм колектора 413 А. Максимальна напруга колектор-емітер 1200 В. Керування ключами та їх захист реалізовано з використанням драйверів SKYPER 32R. Мертвий час інвертора встановлено на рівні 4 мкс в драйверах ключів.

Для відведення тепла від напівпровідникових ключів обрано повітряну систему охолодження, яка складається з алюмінієвого радіатора та двох відцентрових вентиляторів типу R1G220-AB35-52 з сумарною продуктивністю близько 1200 м<sup>3</sup>/год. Розташування силових модулів на радіаторі та результати моделювання статичних теплових режимів в системі охолодження при роботі інвертора з вихідною потужністю 50 кВА показано на рис. 6.57. Як слідує з рис. 6.51б, система охолодження забезпечує тривалу роботу інвертора з температурою силових модулів, що не перевищує 70 °С.

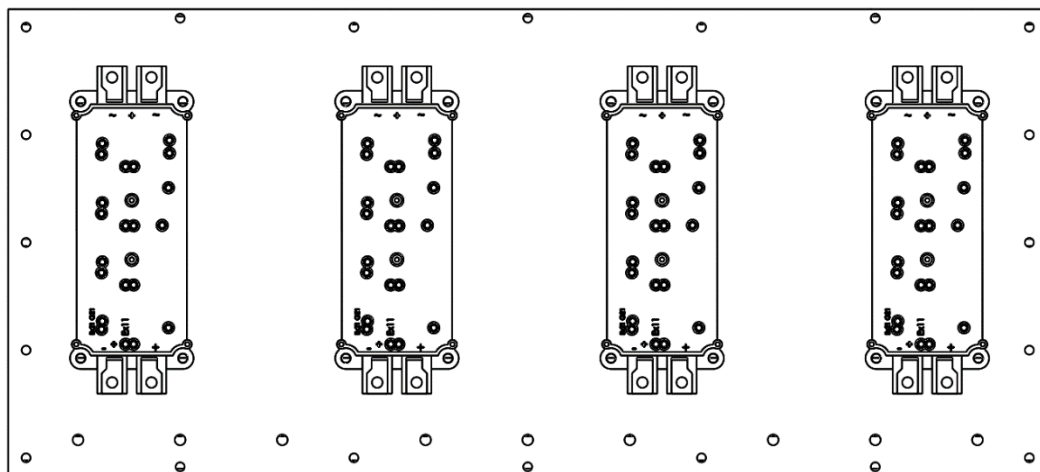
Для забезпечення мінімальних паразитних індуктивностей застосовано плоско-паралельний тип з'єднання силових модулів та конденсаторної батареї фільтру за допомогою листових мідних шин, як показано на рис. 6.58.

Загальний вигляд розробленої силової частини перетворювача представлено на рис. 6.59. Силова частина змонтована на металевому каркасі, в центрі якого розташовано радіатор охолодження, з одного боку радіатора розташовано електролітичну конденсаторну батарею, з іншого боку вихідні кола перетворювача з давачами струму.

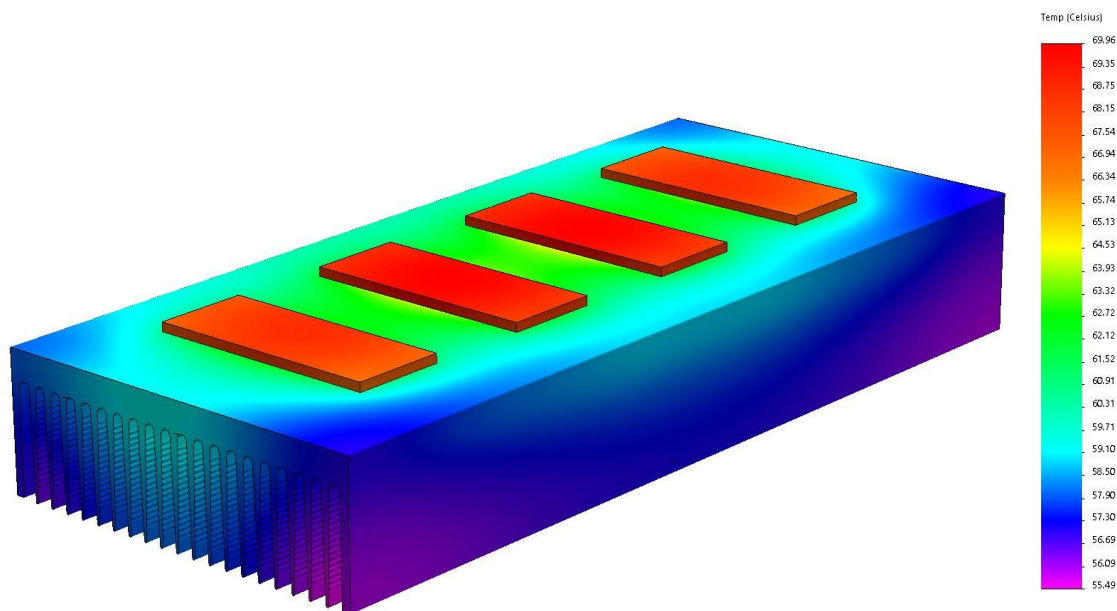
Вентилятори системи охолодження встановлено в окремому кожусі, вихідний отвір якого підібрано на всю ширину профіля радіатора, як показано на рис. 6.59, 6.60.

Зовнішній корпус перетворювача виконано з листової сталі. На стінках корпусу встановлено гермовводи силових кабелів та гермороз'єми підсистем власного живлення, інформаційних сигналів, датчиків обертів, шини CAN тощо, рис. 6.61.

Зовнішній вигляд силової частини перетворювача, а також повністю зібраний перетворювач у складі експериментальної установки показано на рис. 6.62.



а)



б)

Рис. 6.57. Розташування силових модулів на радіаторі та результати математичного моделювання теплових процесів

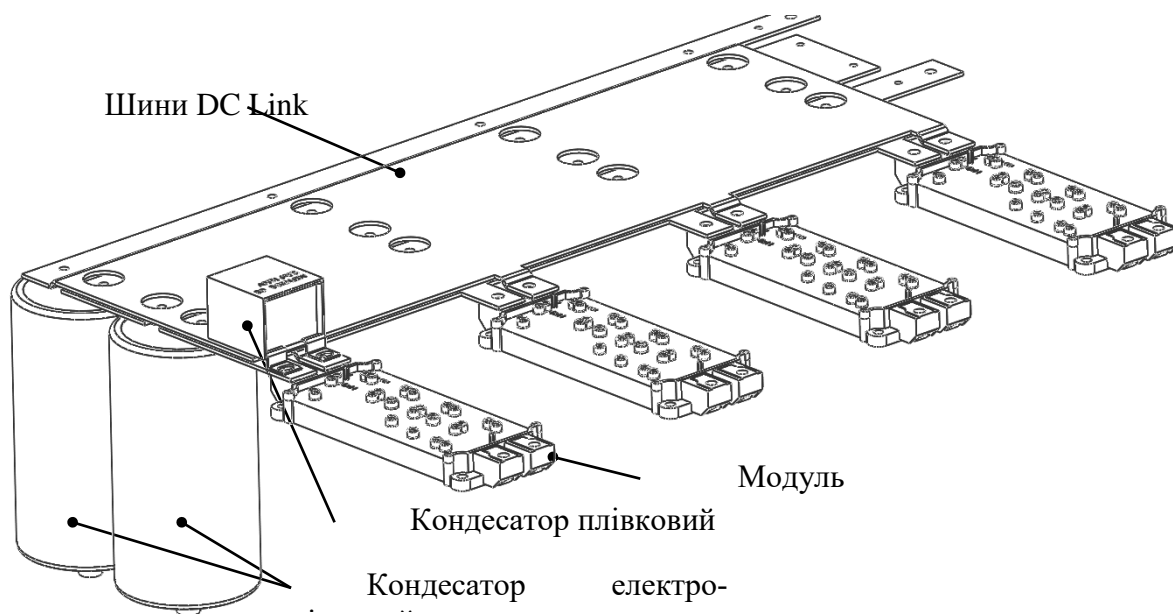


Рис. 6.58. Ескіз силової частини перетворювача

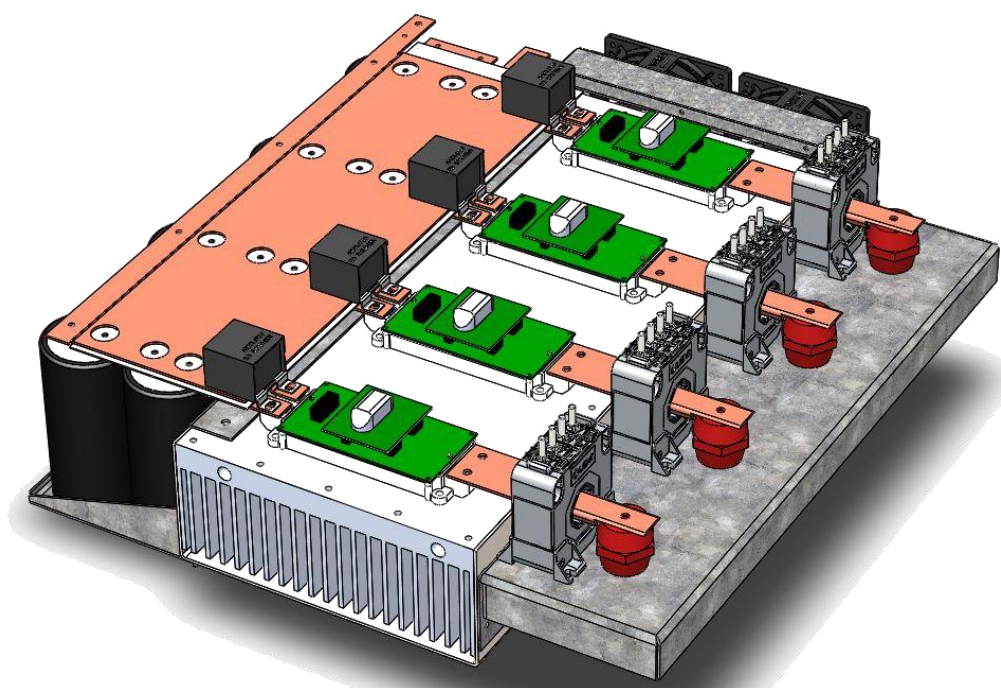


Рис. 6.59. Зовнішній вигляд силової частини перетворювача

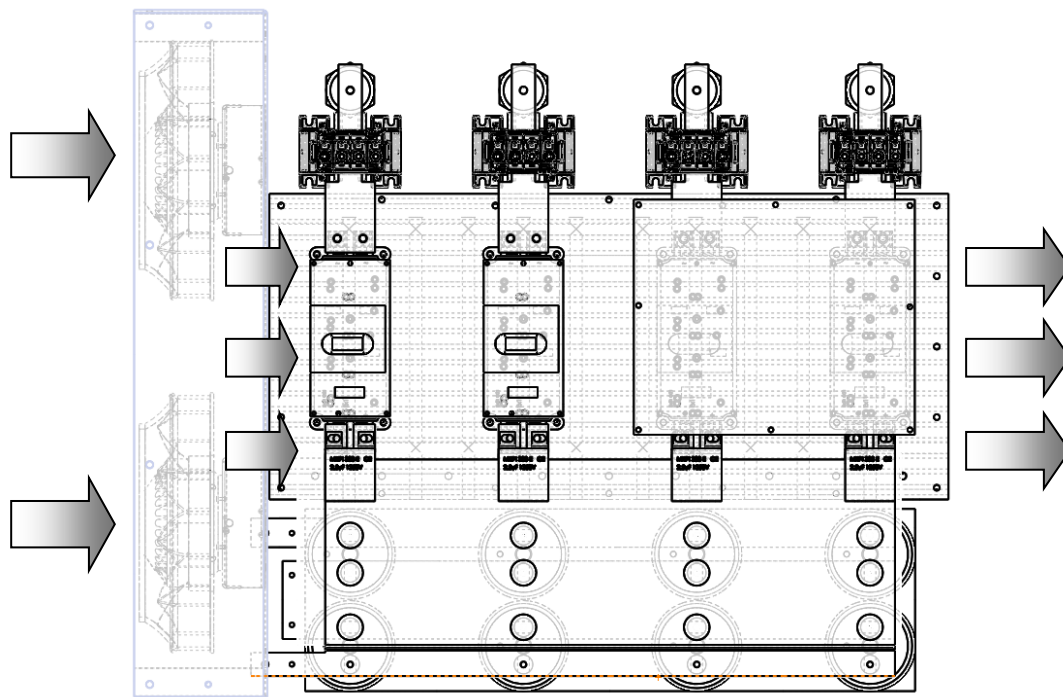


Рис. 6.60. Повітряні потоки системи охолодження

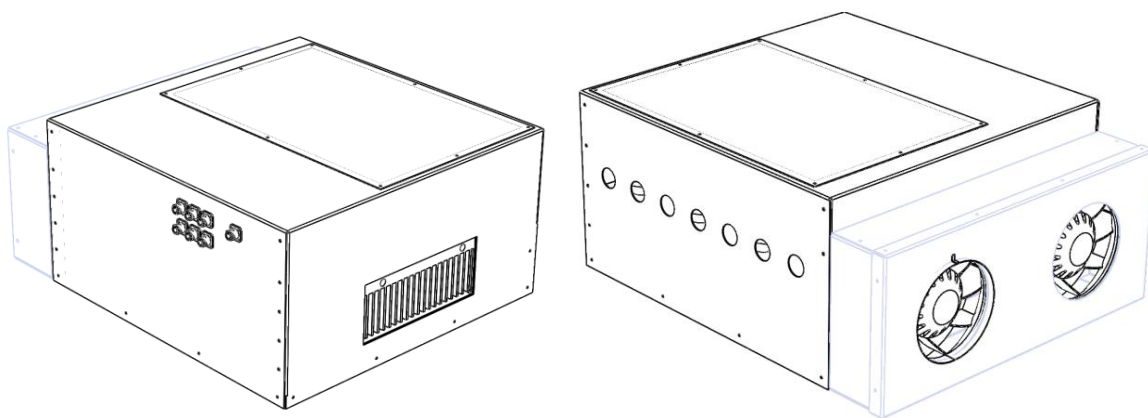


Рис. 6.61. Ескіз корпусу перетворювача

Для інтеграції розробленого дослідного зразка асинхронного електроприводу в електричний транспортний засіб додатково проведено розробку програмного забезпечення для панельного комп'ютера робочого місця водія. Панельний комп'ютер здійснює обмін даними з керуючим контролером силового перетворювача з використанням протоколу MODBUS. На екрані відображається поточна інформація про змінні системи такі як струми статора, батареї, швидкість транспорт-

ного засобу, температуру інвертора, наявність аварій, та інша. Зовнішній вигляд панельного комп'ютера водія з графічним інтерфейсом показано на рис. 6.63.



Рис. 6.62. Дослідний зразок перетворювача потужністю 100 кВт



Рис. 6.63. Панельний комп'ютер водія



### 6.7.2 Експериментальне тестування системи векторного керування моментом електробусу

Метою експериментального тестування є перевірка коректності прийнятих технічних рішень, а також працездатності дослідного зразка перетворювача в режимах роботи з номінальним навантаженням і вище.

При виконанні експериментальних досліджень, частота широтно-імпульсної модуляції автономного інвертора напруги складала 5 кГц, мертвий час інвертора встановлено на рівні 4 мкс.

Тестування системи векторного керування моментом виконано з використанням наступної послідовності операцій керування. На початковому інтервалі часу 0...0.5 с виконується збудження двигуна з використанням траєкторії заданого потокозчеплення, яку показано на рис. 6.64. При  $t = 0.75$  с відбувається відпрацювання траєкторії заданого моменту, яка починається з нуля і досягає значення 250 Нм (75 % від номінального). На інтервалі часу 1.8 - 2.3 с відбувається вільний вибіг, а на інтервалі 2.3-3.3 с формується завдання на гальмівний момент, що забезпечує гальмування двигуна до нульової швидкості. Перша серія тестів виконана на ненавантаженому двигуні, що дозволяє оцінити показники якості відпрацювання заданої траєкторії моменту за динамічною поведінкою кутової швидкості.

Графіки перехідних процесів при використанні алгоритму векторного керування моментом АД показані на рис. 6.64. З графіку кутової швидкості та моментоутворюючої компоненти вектора струму статора  $i_q$  опосередковано видно, що система векторного керування забезпечує відпрацювання заданої траєкторії моменту, оскільки при дії постійного моменту двигуна швидкість змінюється по лінійному закону в режимах розгону та гальмування.

Для оцінки моменту двигуна, виконано диференціювання сигналу кутової швидкості, та розраховано момент двигуна як  $M = J d\omega/dt$ . Отриманий графік перехідного процесу моменту двигуна показано на рис. 6.65.

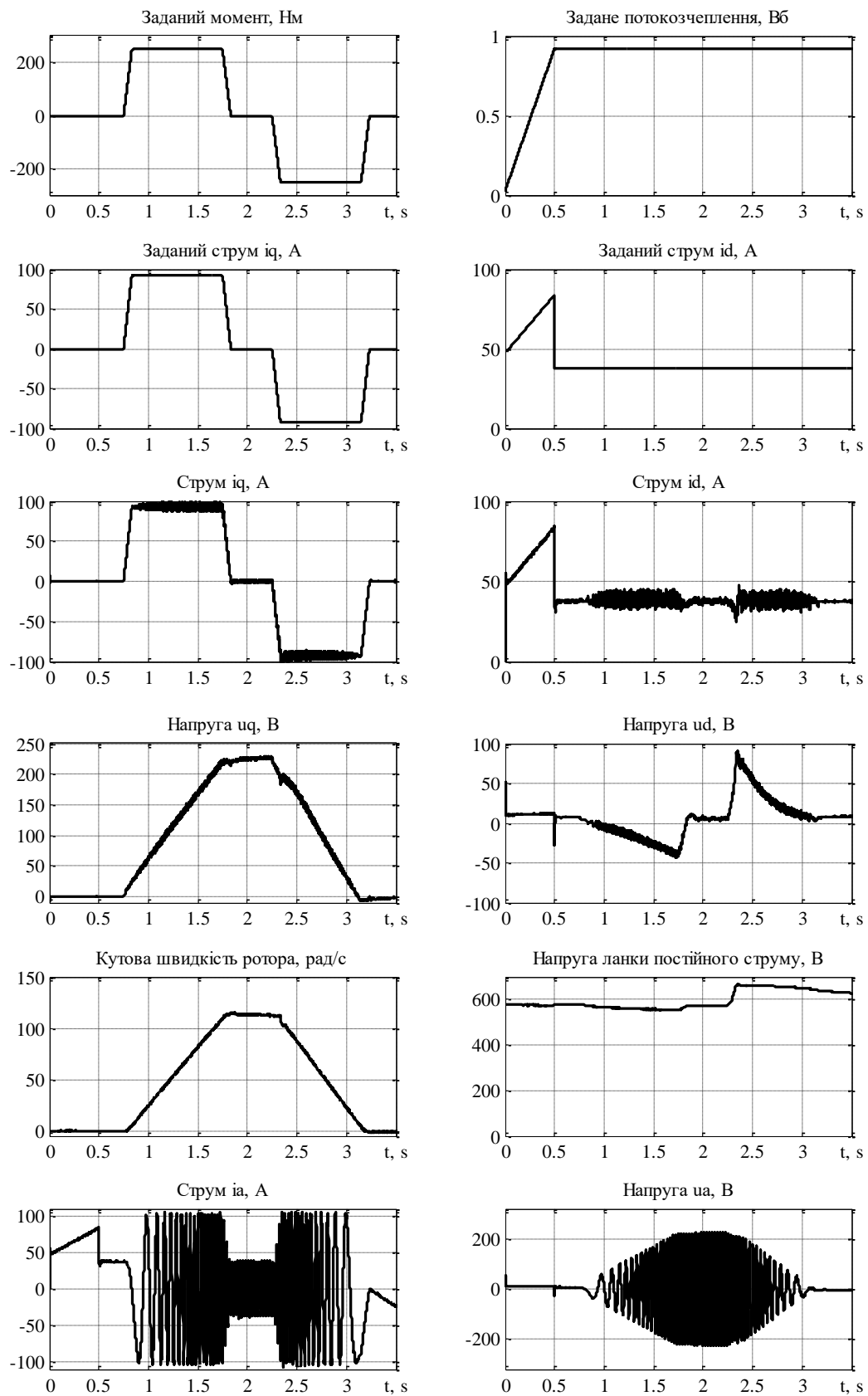


Рис. 6.64. Перехідні процеси в системі керування моментом

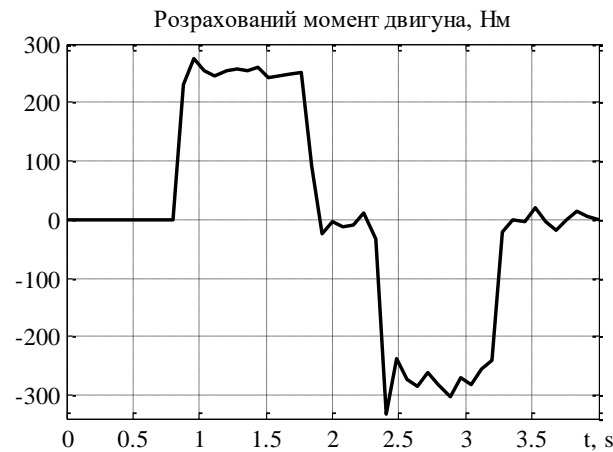


Рис. 6.65. Графік розрахованого моменту двигуна

З графіка на рис. 6.65 встановлюємо, що реальний момент двигуна відповідає заданому значенню 250 Нм. Незначна різниця в графіку моменту при розгоні та гальмуванні пояснюється наявністю тертя, що створює гальмівний момент при обертанні двигуна, тобто при гальмуванні прискорення по модулю є більшим ніж при розгоні.

Для перевірки працездатності розробленого дослідного зразка при роботі АД з перевантаженнями, було виконано серію тестів при генеруванні рушійного моменту, який перевищував номінальне значення. На рис. 6.66 та рис. 6.67 представлено графіки перехідних процесів при відпрацюванні в тяговому режимі моменту двигуна на рівні 150 % (500 Нм) та 200 % від номінального значення (660 Нм). При виконанні цих тестів, навантажувальна машина постійного струму переводилася в режим динамічного гальмування для створення навантаження, пропорційного до кутової швидкості, тому графіки кутової швидкості на рис. 6.66 та рис. 6.67 мають нелінійний характер її зміни при дії постійного моменту приводного двигуна. Графіки на рис. 6.66 та рис. 6.67 підтверджують можливість роботи розробленого дослідного зразка з двократним перевантаженням АД.

При цьому значення вихідного струму перетворювача під час тесту короткочасно досягало рівня 250 А, що еквівалентно 100 кВт механічної потужності на валу двигуна при роботі з номінальною швидкістю.



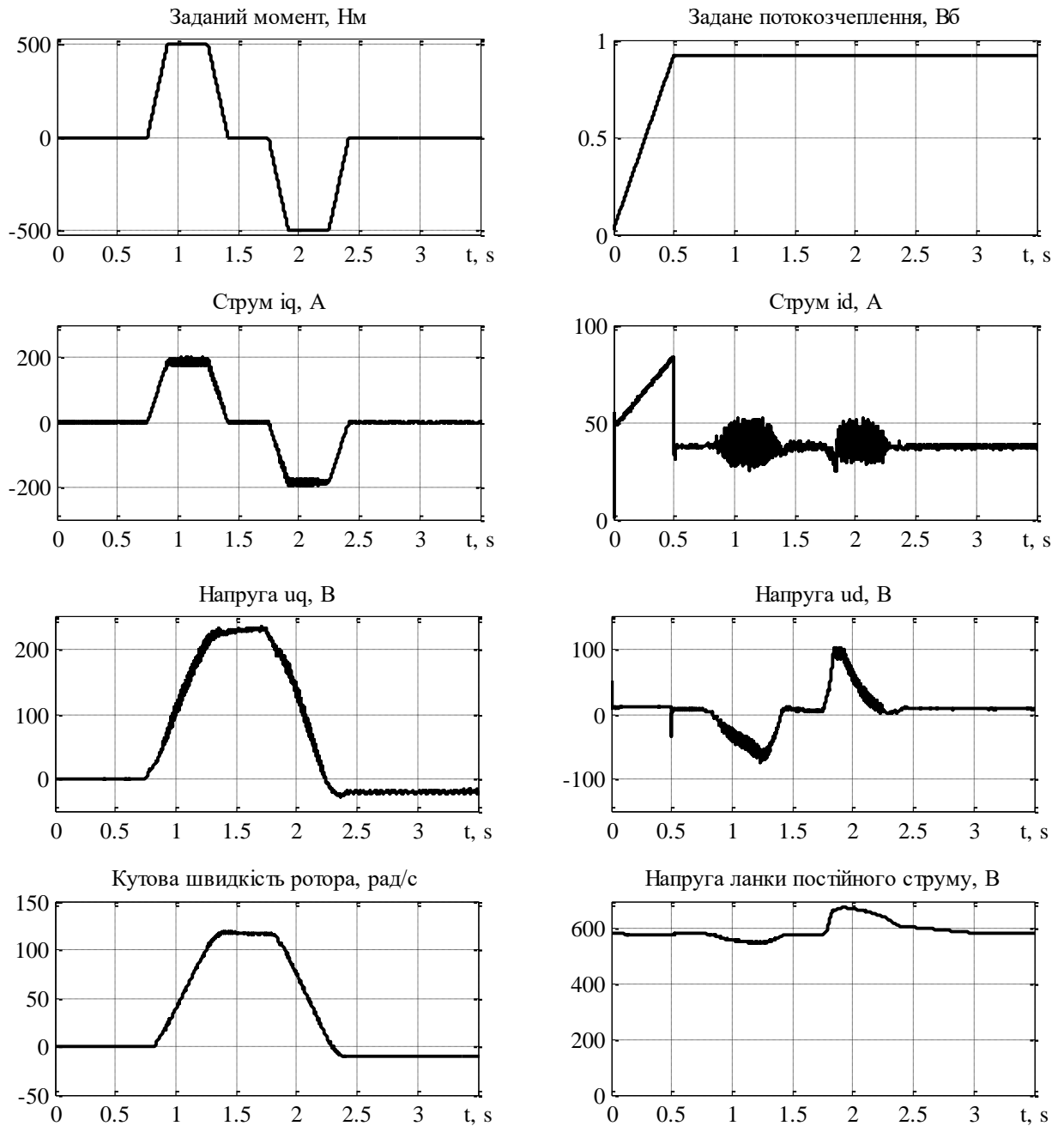


Рис. 6.66. Перехідні процеси в системі векторного керування при відпрацюванні заданого моменту на рівні 150 % від номінального

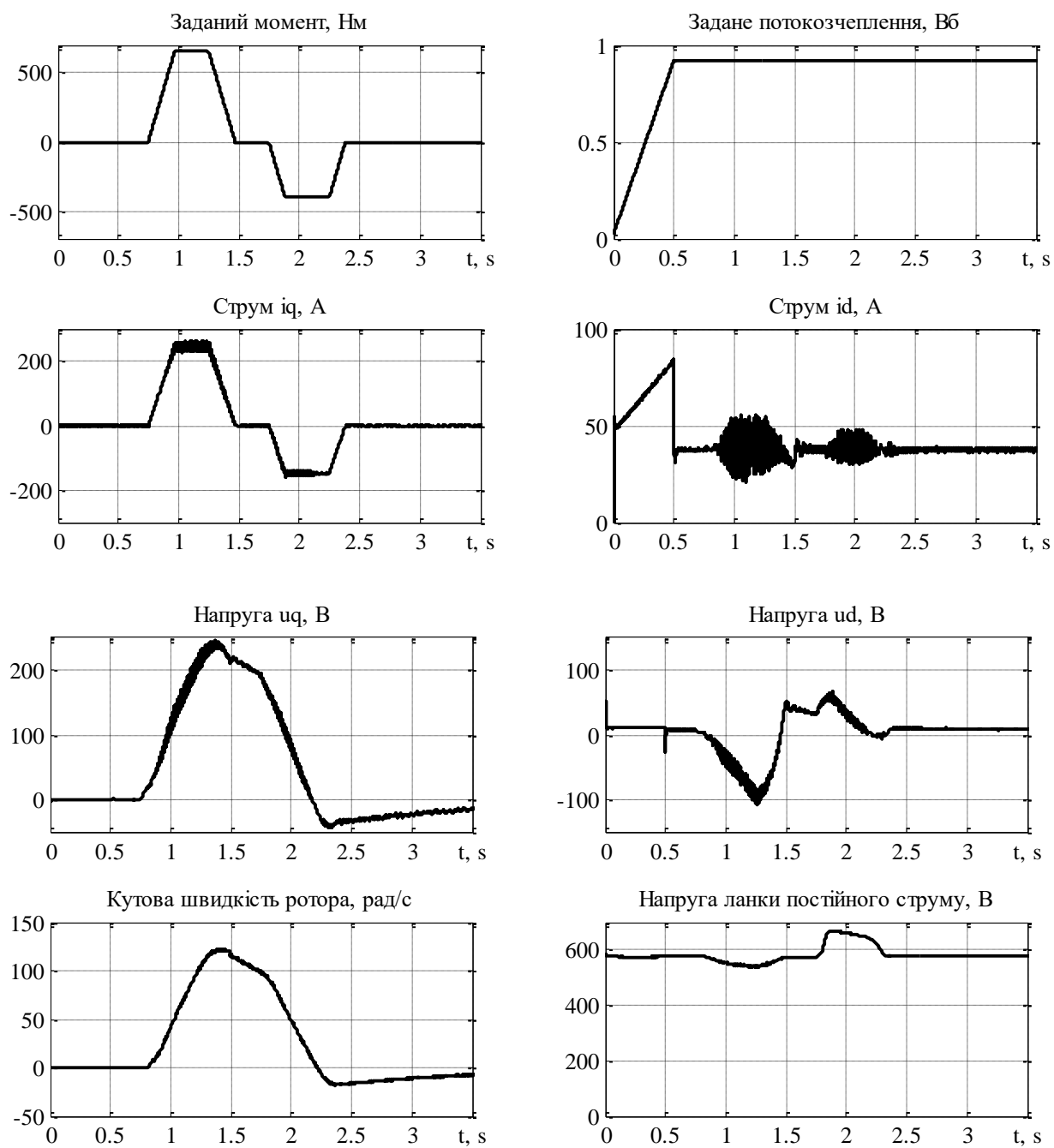


Рис. 6.67. Перехідні процеси в системі векторного керування при відпрацюванні заданого моменту на рівні 200 % від номінального

## **6.8 Дослідний зразок тягового електроприводу тролейбуса потужністю 180 кВт**

Розроблені алгоритми векторного керування реалізовано в дослідному зразку тягового електроприводу (ДЗТП) для перспективних моделей тролейбусів та трамвайних вагонів, який було розроблено спільно з ДП «Науково-дослідний та конструкторсько-технологічний інститут комунального господарства», м. Київ.

### **6.8.1. Опис дослідного зразка тягового електроприводу**

Функціональну схему дослідного зразка тягового електроприводу показано на рис. 6.68. Живлення перетворювача відбувається від контактної мережі постійного струму з номінальною напругою 540 В. Як видно з рис. 6.68, на відміну від стандартних перетворювачів, вхідна частина силового кола містить віддільник мережі (ВМ), який побудований на чотирьох IGBT ключах. В режимі споживання енергії з мережі, струм протікає через зворотні діоди ключів ВМ в ланку постійного струму. В режимі рекуперації, струм протікає через відкриті транзистори ВМ, якщо рекуперація в мережу дозволена. Оскільки напруга контактної мережі тролейбуса може мати різну полярність, то у ВМ використовуються чотири IGBT ключі, а полярність напруги контактної мережі визначають за допомогою датчика напруги мережі ДН1.

Зовнішній вигляд дослідного зразка силового перетворювача потужністю 180 кВт показано на рис. 6.69.

Програма експериментального тестування в лабораторних умовах включає в себе набір тестів які призначені для перевірки працездатності дослідного зразка з асинхронними двигунами, потужність яких є співвимірною з потужністю тягових двигунів, а також підтвердження працездатності ДЗТП в типових режимах роботи електромеханічних систем електричних транспортних засобів з живленням від контактної мережі.

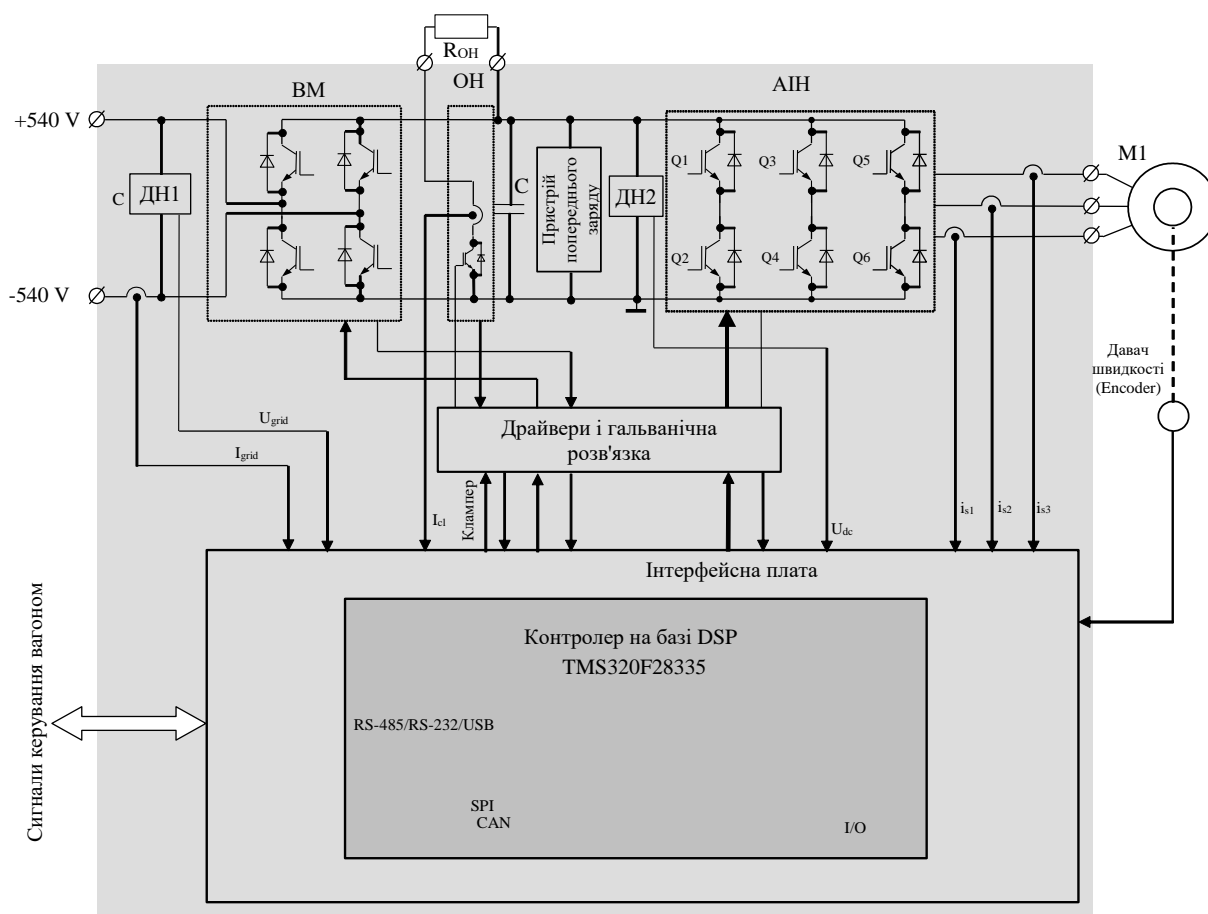


Рис. 6.68. Функціональна схема ДЗТП

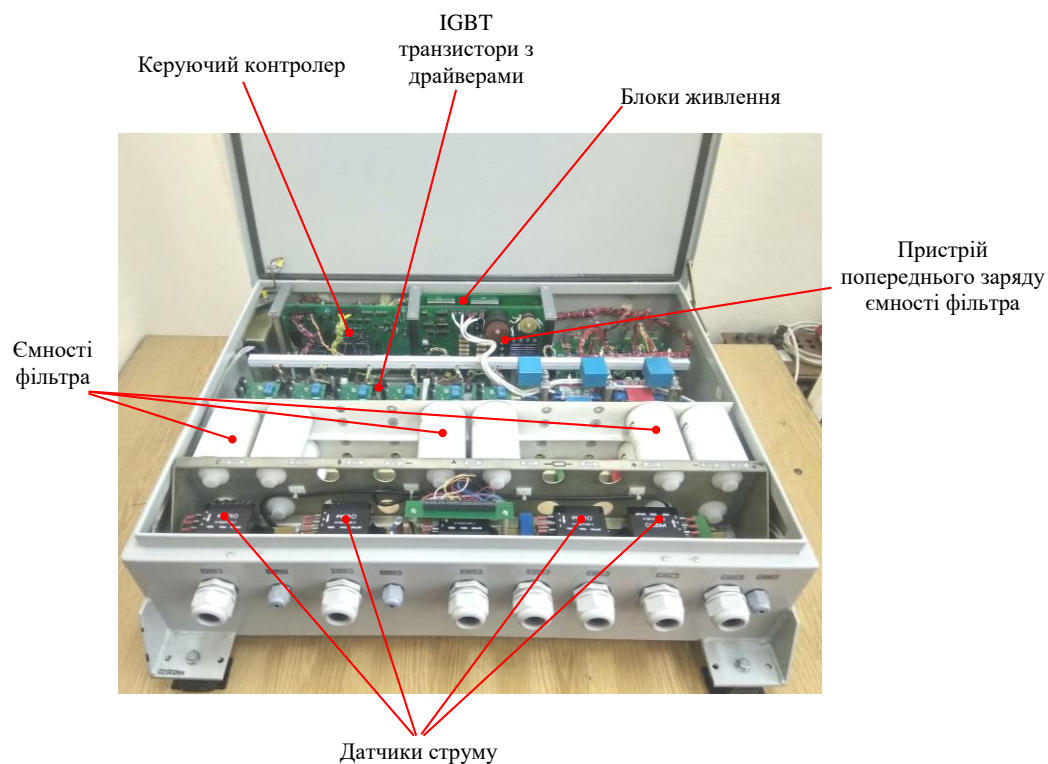


Рис. 6.69. Зовнішній вигляд силового перетворювача ДЗТП

## 6.8.2 Результати експериментального тестування системи векторного керування моментом

Тест №1. Від двигуна вимагається відпрацювати задані траєкторії моменту та потокозчеплення показані на Рис. 6.7, використовуючи наступну послідовність операцій керування: на першому інтервалі часу від 0.75 до 1.5 с виконується збудження машини з використанням заданої траєкторії потокозчеплення з обмеженою першою похідною, задане потокозчеплення наростає від  $\psi^*(0) = 0.02$  Вб до значення 0.96 Вб; на інтервалі часу 1.5 – 7 с від двигуна вимагається відпрацювати рушійний момент (розгін транспортного засобу); на інтервалі часу 7–9 с двигун працює у режимі вільного вибігу; при  $t > 9$  с починається гальмування двигуна, при досягненні кутової швидкості ротора значення 1 рад/с завдання на гальмівний момент знімається.

При формуванні рушійних та гальмівних моментів використовується траєкторія з першою похідною рівною 3300 Нм/с. Необхідно відмітити, що графік заданого потоку на Рис. 6.70 показано без врахування режиму ослаблення поля.

Виконання даного тесту призначене для підтвердження того, що розроблені алгоритми керування та програмне забезпечення ДЗТП забезпечують:

- безударний вибір люфту тягової передачі під час впливу на органи керування рухом;
- динамічні режими розгону та гальмування з регульованим прискоренням та сповільненням та рух в режимі вибігу;
- рух заднім ходом;
- відсутність коливальних процесів при керування моментом АД.

Графіки перехідних процесів при виконанні першого тесту показано на рис. 6.71. З динамічної поведінки кутової швидкості непрямым чином встановлюємо, що ДЗТП забезпечує відпрацювання постійного моменту двигуна, так як швидкість під час розгону та гальмування здійснюється за лінійним законом.

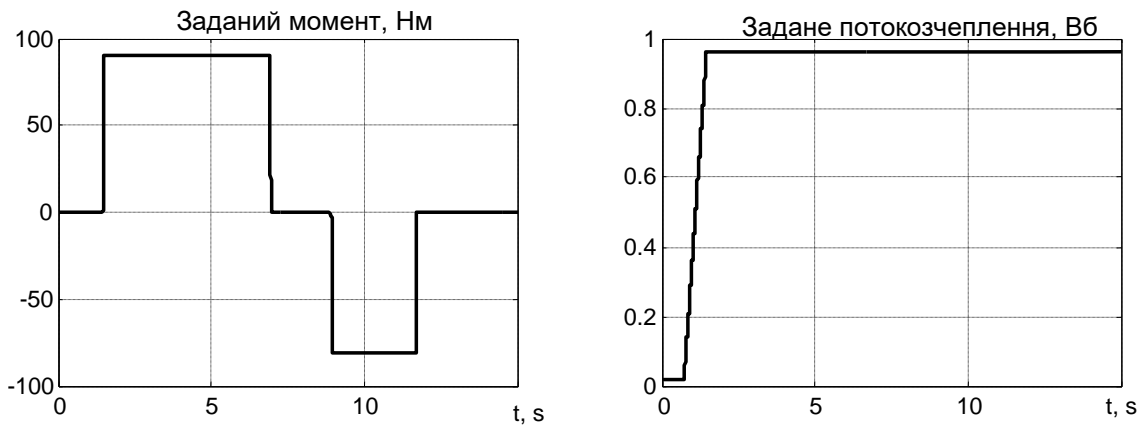


Рис. 6.70. Задані траєкторії моменту та модуля вектора потокозчеплення

При цьому в системі відсутні коливання моменту. На Рис. 6.72 показано форму фазного струму статора АД в різних режимах роботи. Як видно з графіків на Рис. 6.72, струми статора мають синусоїдальну форму без значних спотворень.

На Рис. 6.73 зображено графіки перехідних процесів заданого моменту та кутової швидкості для декількох значень рушійного та гальмівного моментів. З Рис. 6.73 видно, що прискорення двигуна залежить від заданого моменту, а значить ДЗТП забезпечує динамічні режими розгону та гальмування з регульованим прискоренням та сповільненням та рух в режимі вибігу.

Безударний вибір люфту механічної передачі забезпечується за рахунок плавного нарощування моменту двигуна на початковому інтервалі його зростання в режимі розгону чи гальмування, як показано на відповідних збільшених ділянках траєкторії заданого моменту на Рис. 6.74.

Графіки перехідних процесів при обертанні двигуна в зворотному напрямку показані на Рис. 6.75 і підтверджують, що ДЗТП забезпечує рух заднім ходом. Різниця в максимумі швидкості, що спостерігається на Рис. 6.71 і Рис. 6.75 пояснюється різною силою тертя при русі механічної частини стенду в різних напрямках. Це підтверджується різним темпом спадання абсолютного значення кутової швидкості в режимі вибігу двигуна на рис. 6.71 і 6.75.

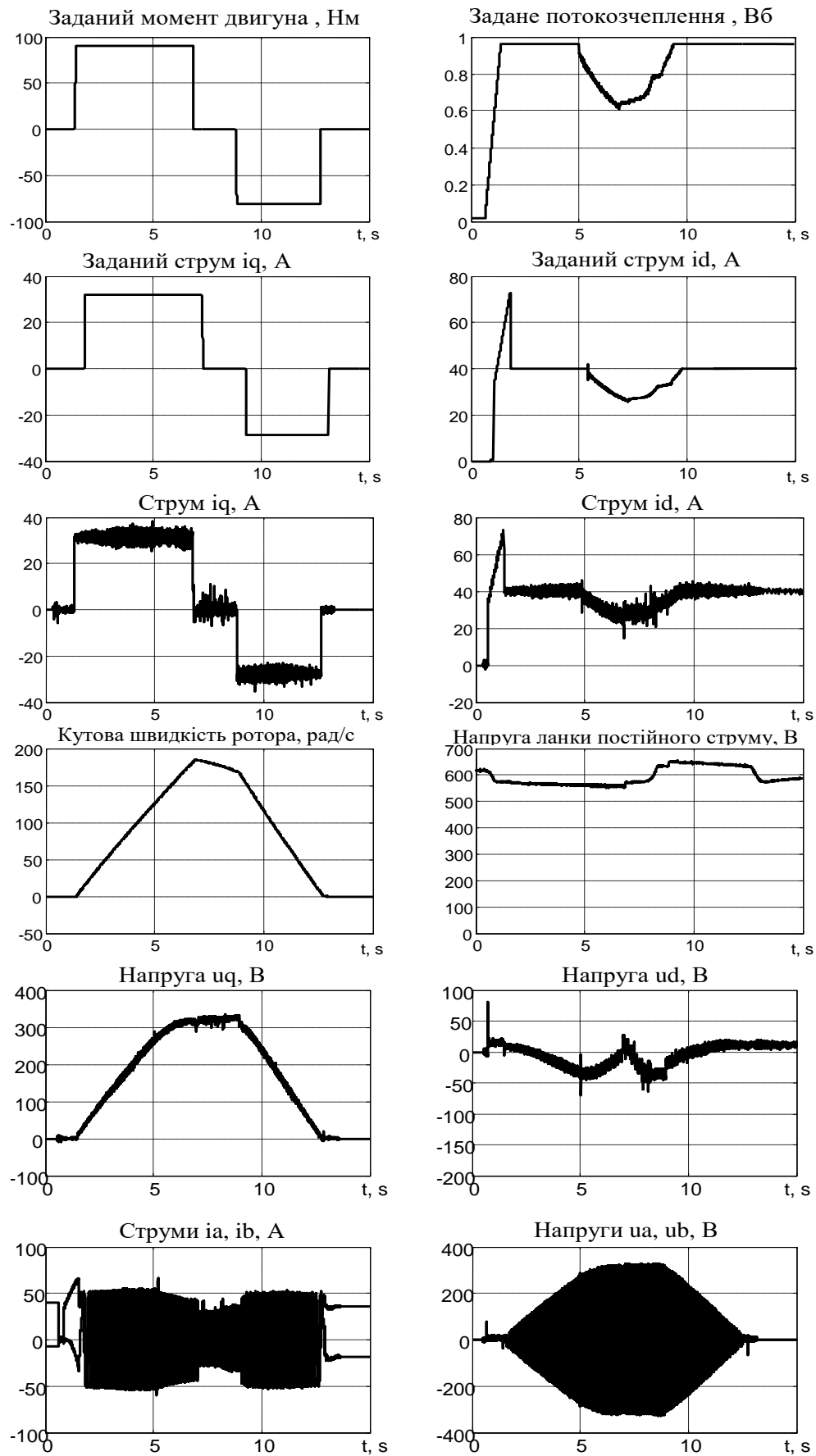


Рис. 6.71. Графіки перехідних процесів при русі «вперед»

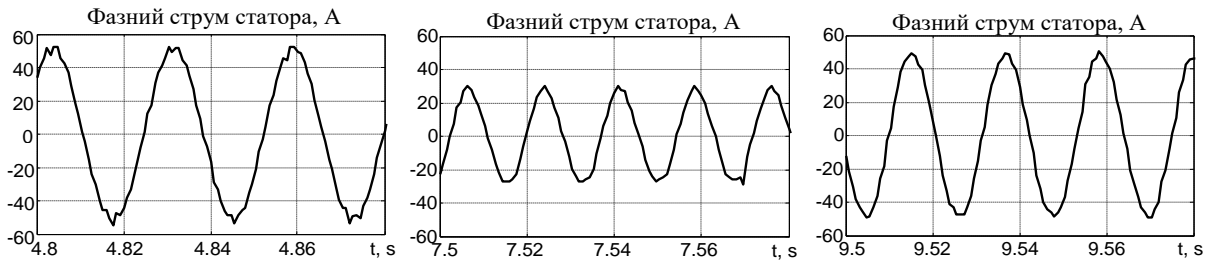


Рис. 6.72. Фазний струм статора

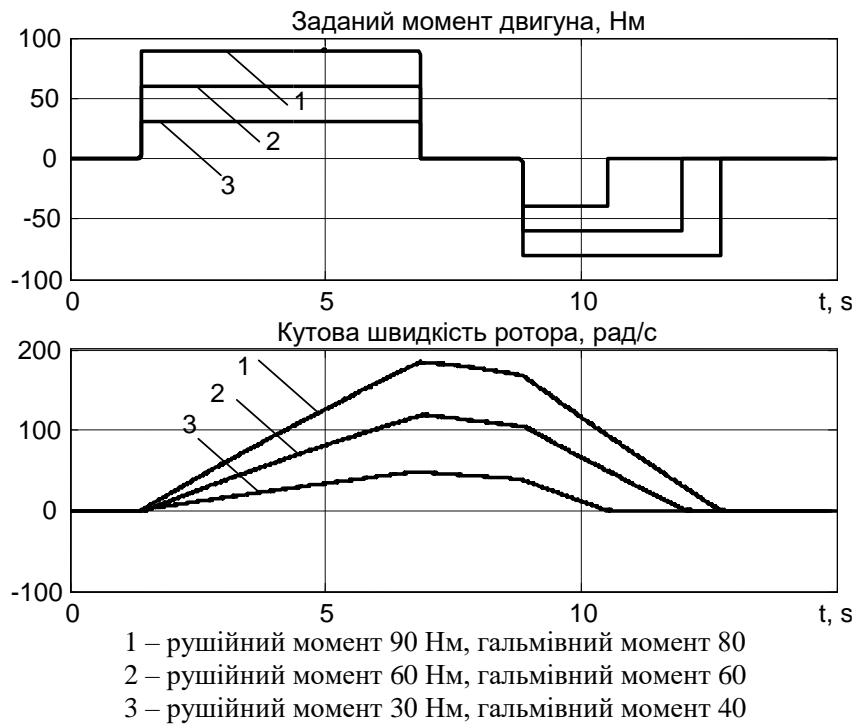


Рис. 6.73. Динамічні режими розгону та гальмування з регульованим прискоренням та сповільненням

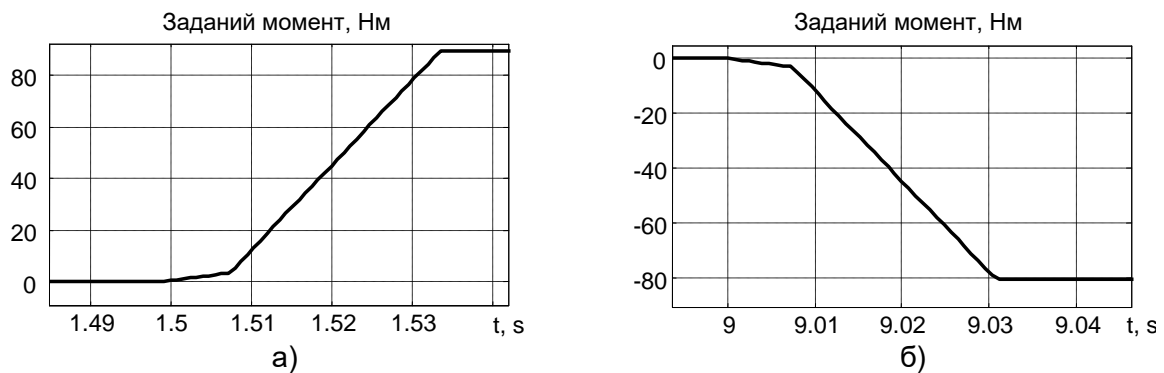


Рис. 6.74. Плавне нарощування заданого моменту в режимах розгону (а) та гальмування (б)



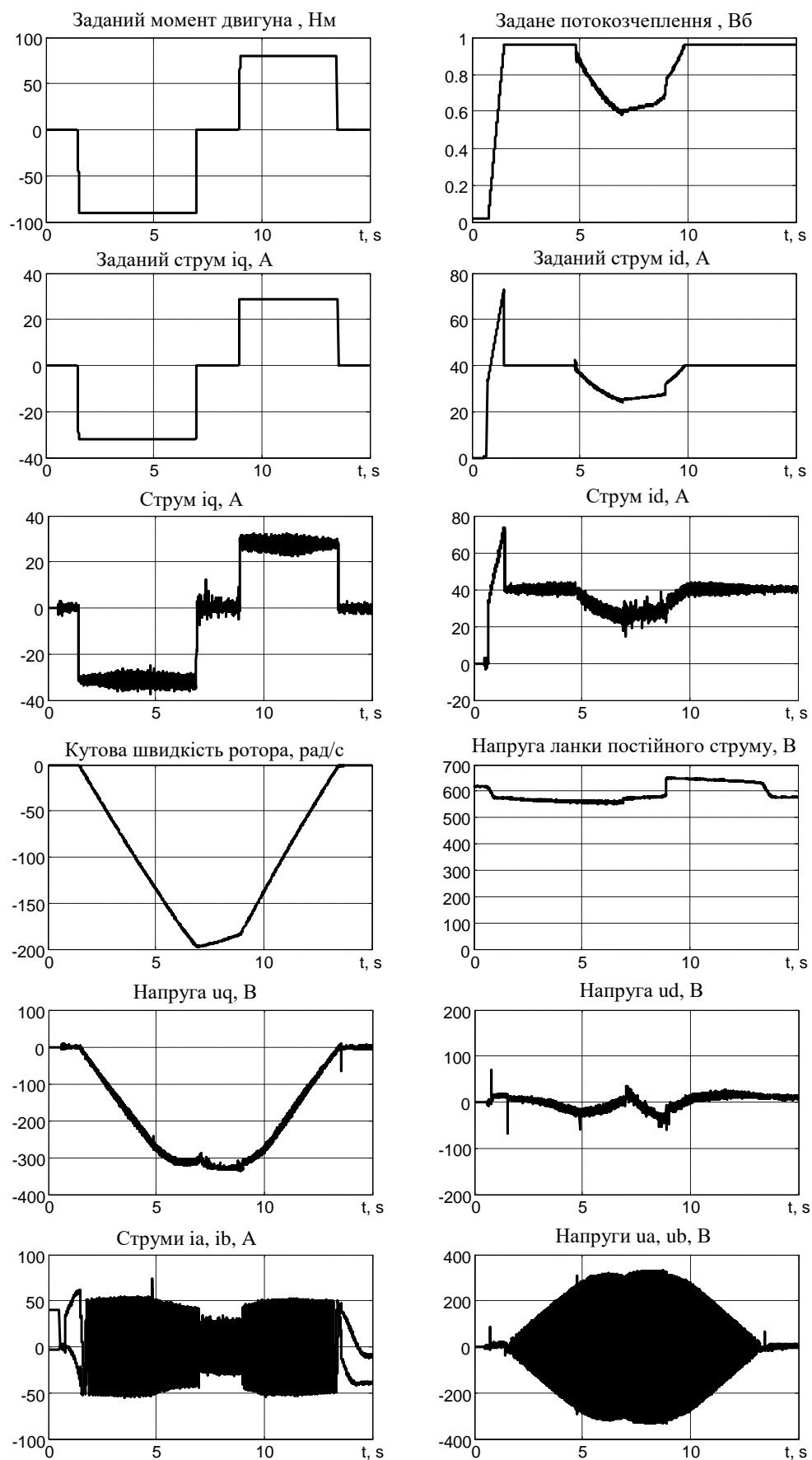


Рис. 6.75. Перехідні процеси при русі «заднім ходом»

Тест №2 виконано для підтвердження наступних типових пунктів програм експлуатаційних випробувань електричних транспортних засобів:

- відновлення тягового режиму під час руху на будь-якій швидкості;
- повторне електродинамічне гальмування після вибігу під час швидкості руху не менше 10 км/год.

Для виконання тесту №2 створено послідовність операцій керування, яку зображено на Рис. 6.76. Вона включає в себе наступні етапи: збудження двигуна на інтервалі часу 1.2 – 1.85 с; рух в тяговому режимі з моментом рівним 80 Нм на інтервалі часу 2 – 4.6 с; рух в режимі вибігу на інтервалі часу 4.6 – 6.4 с; відновлення тягового моменту і рух у тяговому режимі на інтервалі часу 6.4 – 9 с; рух в режимі вибігу на інтервалі часу 9 – 10.7 с; рух в режимі гальмування з моментом рівним 150 Нм на інтервалі часу 10.7 – 11.7 с; рух в режимі вибігу на інтервалі часу 11.7 – 12.3 с; відновлення гальмівного моменту при  $t = 12.3$  с і гальмування до нульової швидкості.

При перевищенні швидкості ротора значення 135 рад/с відбувається ослаблення магнітного потоку АД.

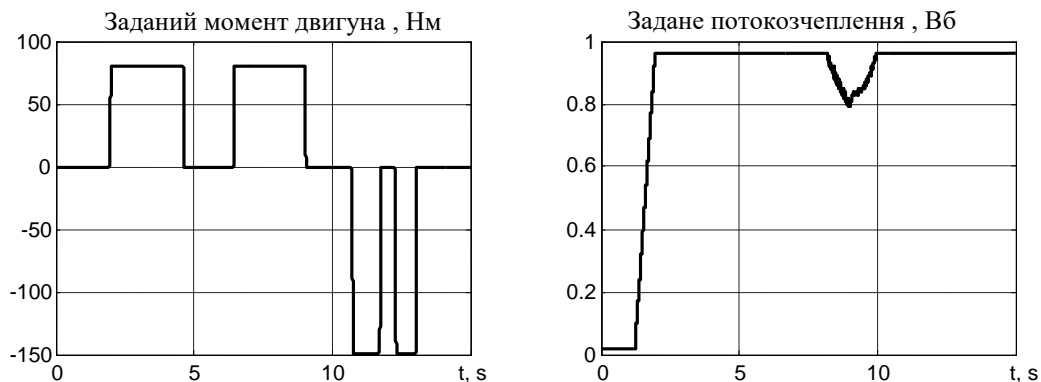


Рис. 6.76. Послідовність операцій керування тесту №2

Графіки перехідних процесів при відпрацюванні другого тесту показано на рис. 6.77. Як видно з рис. 6.77, ДЗТП забезпечує рух в режимі вибігу, відновлення тягового та гальмівного моментів.

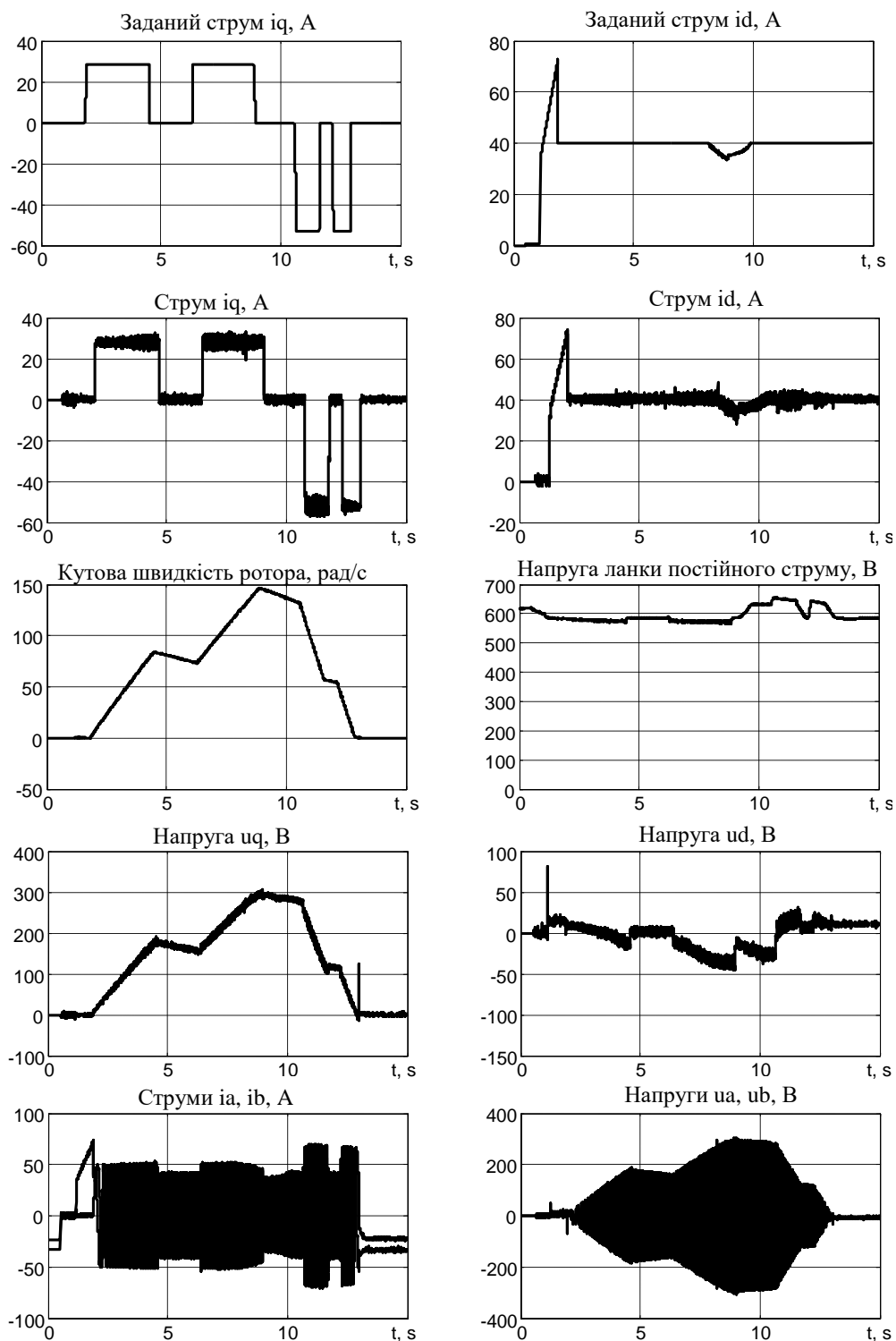


Рис. 6.77. Графіки перехідних процесів при відпрацюванні тесту №2

З графіків перехідних процесів кутової швидкості на рис. 6.71, 6.73, 6.75 та рис. 6.77 можна встановити, що ДЗТП забезпечує ефективне гальмування двигуна з заданим моментом до нульової швидкості.

Тест №3 призначений для демонстрації режиму обмеження кутової швидкості, тобто підтвердження того, що забезпечується маневровий режим руху з обмеженою максимальною швидкістю транспортного засобу.

Для виконання третього тесту сформовано наступну послідовність операцій керування, рис. 6.78: на інтервалі часу 0.75 – 1.5 с виконується збудження АД; на інтервалі часу 1.5 – 5.6 с від двигуна вимагається розвивати рушійний момент рівний 85 Нм; на інтервалі часу 5.6 – 7.6 с двигун переводиться в режим вільного вибігу; на інтервалі часу 7.6 – 9 с відновлюється завдання на рушійний момент і підтримується на постійному рівні 85 Нм; в момент часу 9 с завдання на тяговий момент знімається, двигун переводиться в режим вільного вибігу; при  $t = 10.5$  с подається завдання на гальмівний момент рівний 110 Нм, а після досягнення кутової швидкості ротора 1 рад/с завдання на гальмівний момент знімається.

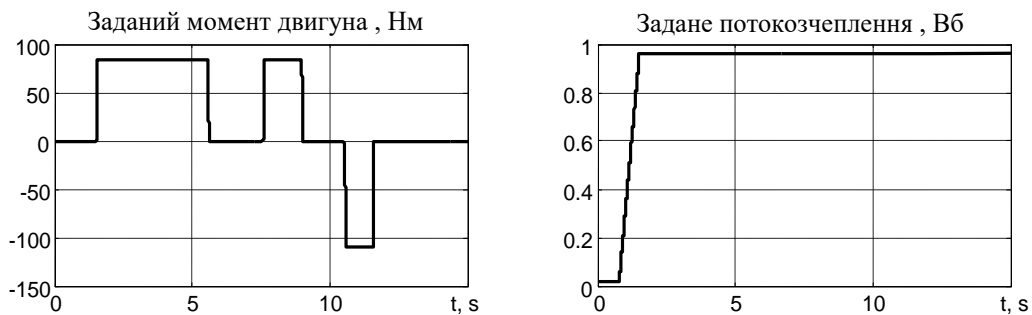


Рис. 6.78. Послідовність операцій керування при виконанні тесту №3

Обмеження кутової швидкості встановлено на рівні 60 рад/с. Графіки перехідних процесів отримані при виконанні тесту №3 показано на рис. 6.79. З графіків перехідних процесів кутової швидкості та моментоутворюючого струму на рис. 6.79 встановлюємо, що в умовах тесту ДЗТП забезпечує в системі регулювання моменту обмеження кутової швидкості на рівні 65 рад/с, а також вихід з режиму обмеження, коли швидкість зменшується нижче встановленого значення  $\omega_{\text{lim}}$ . Похибка обмеження швидкості (5 рад/с) може бути зменшена шляхом впливу на коефіцієнт пропорційного регулятора швидкості, який активується при досягненні нею значення  $\omega_{\text{lim}}$ . Рівень обмеження швидкості може бути налаштований для кожного типу транспортного засобу, в залежності від його кінематичної схеми.

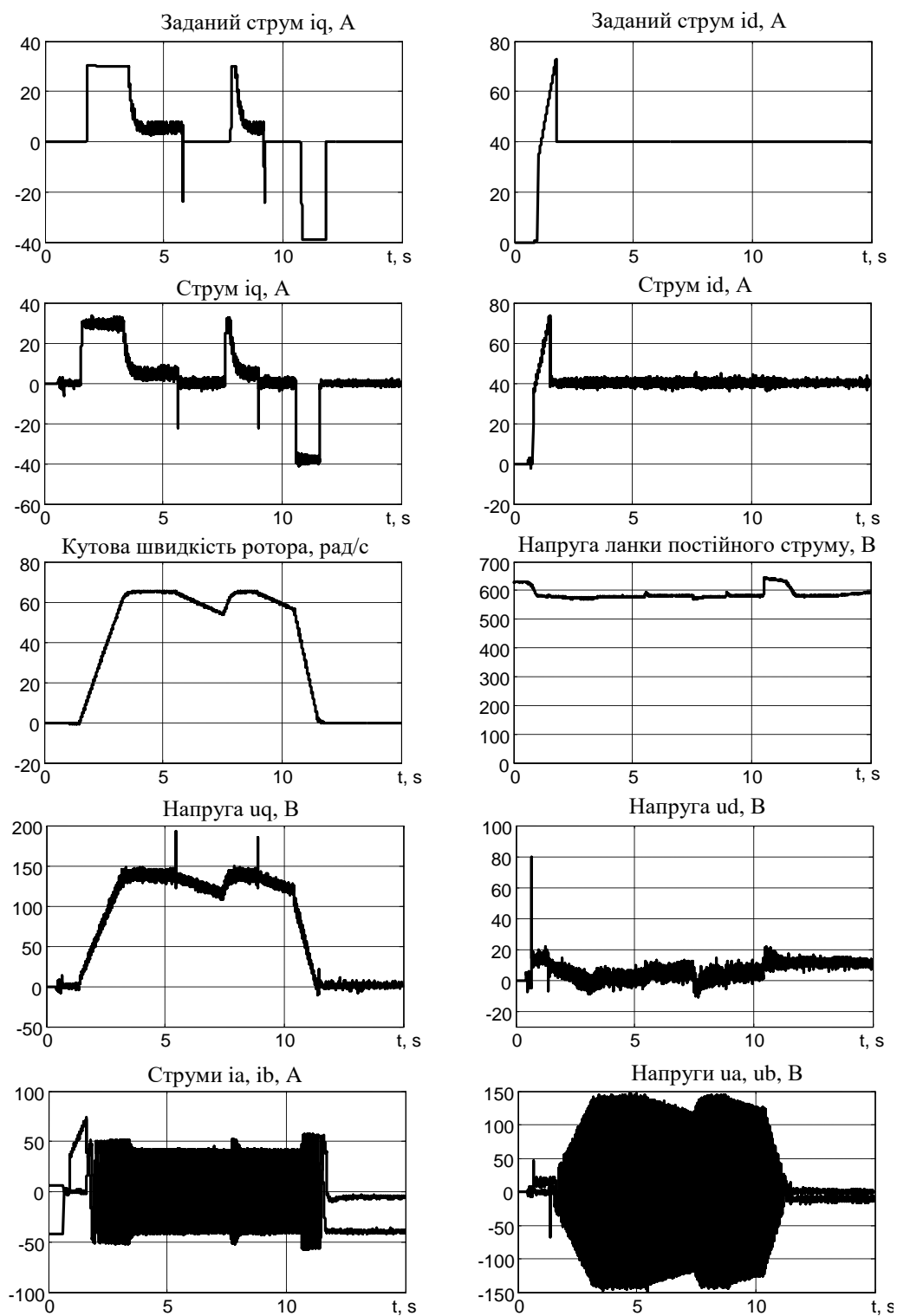


Рис. 6.79. Перехідні процеси при обмеженні кутової швидкості ротора

Тест №4 виконано для демонстрації роботоздатності ДЗТП при напрузі ланки постійного струму (контактної мережі), що знаходиться в діапазоні від 300 до 400 В.

Для виконання цього тесту виконувалася послідовність операцій керування, описана при виконанні тесту №1. Під час виконання тесту, перетворювач відключений від мережі, а ємність ланки постійного струму та ємність фільтра силового блоку живлення заряджені до напруги близько 550 В. Під час пуску, напруга на конденсаторах спадає до рівня 250 В, після чого виконується автоматичне відключення інвертора внаслідок зниження напруги ланки постійного струму нижче допустимого рівня.

Графіки перехідних процесів при виконанні тесту №4 показано на Рис. 6.80. Як слідує з Рис. 6.80, ДЗТП зберігає працездатність у діапазоні напруги ланки постійного струму (контактної мережі) 300 – 400 В.

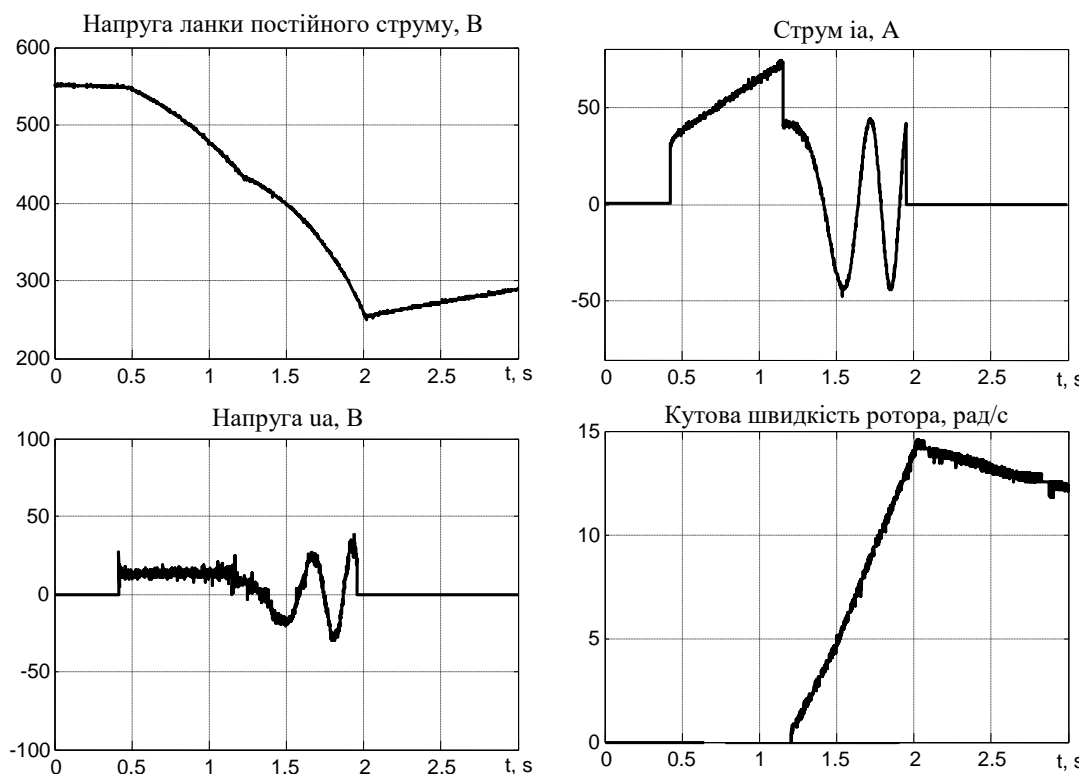


Рис. 6.80. Перехідні процеси при зниженій напрузі ланки постійного струму (контактної мережі)

### 6.8.3 Порівняльний аналіз показників якості регулювання моменту

Значна кількість систем керування моментом АД що застосовуються в існуючих тягових електроприводах базуються на частотних методах керування. Як показано в дослідженнях [18 – 20], частотні методи керування моментом мають ряд недоліків, основними з яких є ускладнений розгін транспортного засобу на малих швидкостях, рух у зворотному напрямку (відкочування) транспортного засобу при пуску вгору, завищений гальмівний момент та інші. Відомим також є те, що частотні методи керування є менш енергоефективними у порівнянні з векторними методами керування [20].

Для порівняння показників якості регулювання моменту асинхронного двигуна, отриманих з використанням розроблених алгоритмів керування та існуючих аналогів що базуються на частотних методах керування, виконана аналогічна серія тестів для випадку, коли керуючий контролер ДЗТП здійснює частотне керування моментом.

На рис. 6.81 показано графіки перехідних процесів при використанні частотного керування моментом за умов послідовності операцій керування тесту №1. З розгляду графіків Рис. 6.81 встановлюємо, що при розгоні момент двигуна не є постійним, оскільки в графіку кутової швидкості є ділянки що відповідають різному прискоренню, а характер перехідного процесу моментоутворюючої компоненти струму статора має коливання. Знижена максимальна швидкість, до якої розганяється двигун під час тесту (140 рад/с на рис. 6.81 у порівнянні з 185 рад/с при векторному керуванні на рис. 6.71) свідчить про те, що під час розгону момент двигуна є меншим від заданого значення. На Рис. 6.82 показано сімейство траєкторій руху двигуна при частотному керуванні моментом з використанням заданих траєкторій показаних на Рис. 6.73.

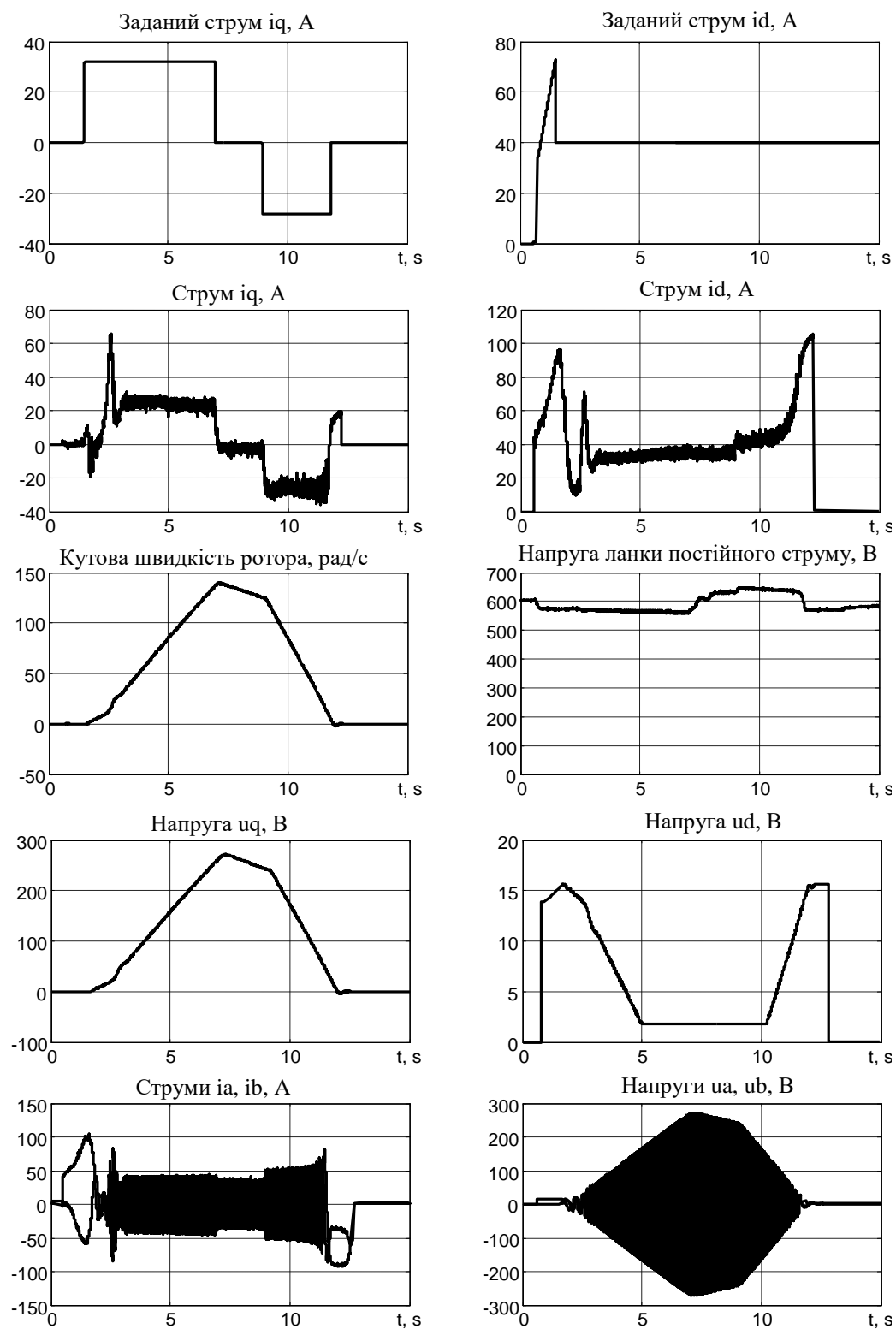


Рис. 6.81. Графіки перехідних процесів при частотному керуванні моментом АД



Як видно із порівняння графіків на Рис. 6.82 та Рис. 6.73, динамічні показники регулювання моменту двигуна при частотному керуванні є набагато нижчими ніж при векторному керуванні.

З приведенного аналізу слідує, що застосування розроблених в роботі алгоритмів векторного керування в ДЗТП дозволить створювати нові електромеханічні системи транспортних засобів з підвищеними динамічними показниками якості регулювання механічних координат, які не поступаються або перевищують існуючі закордонні аналоги.

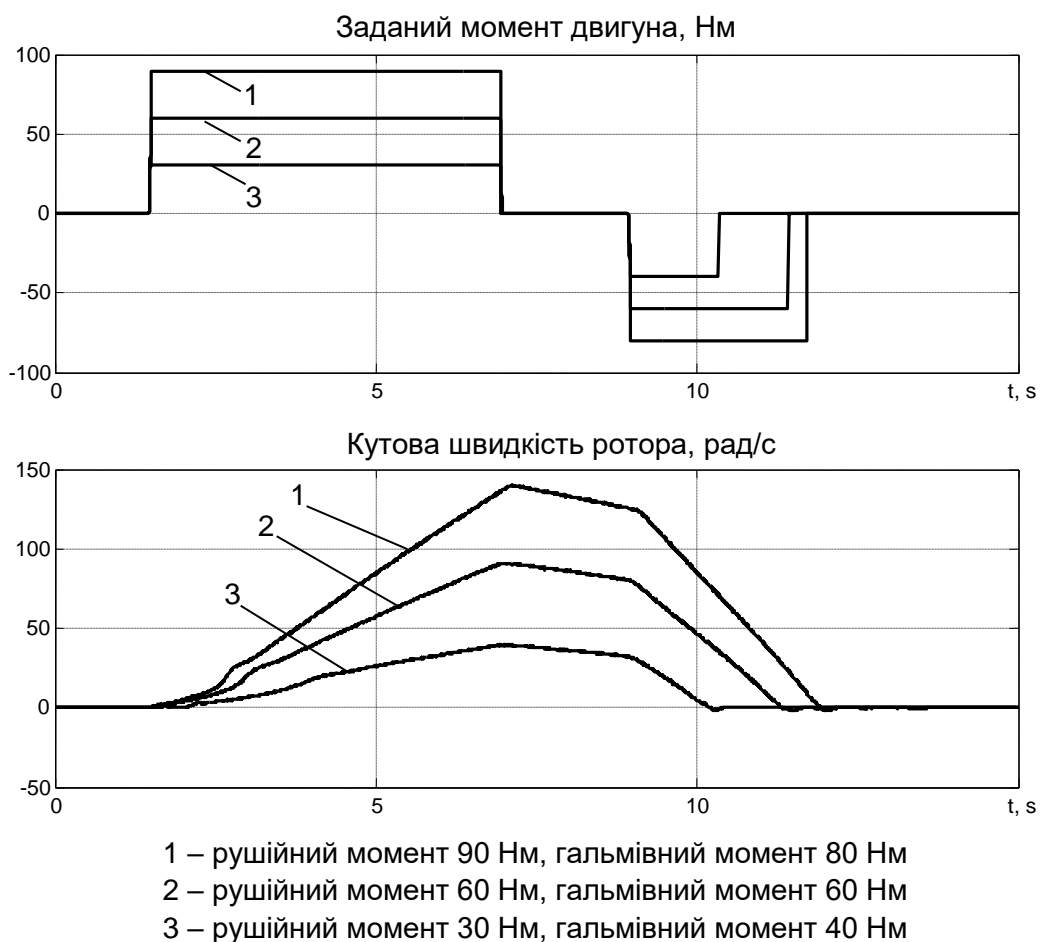


Рис. 6.82. Динамічні режими розгону та гальмування з регульованим прискоренням та сповільненням при частотному керуванні моментом АД

## Висновки по розділу 6

1. Створено технологію швидкого прототипного тестування алгоритмів керування асинхронними двигунами, яка включає в себе: розроблені та виготовлені апаратні засоби для практичної реалізації алгоритмів векторного керування АД, зокрема сімейство контролерів на основі 32-х розрядних цифрових сигнальних процесорів з плаваючою комою TMS320F28335 та TMS320F28069, а також ряд дослідних зразків силових перетворювачів потужністю до 240 кВт; розроблене програмне забезпечення для контролерів на основі цифрових сигнальних процесорів, яке в режимі реального часу реалізує синтезовані алгоритми векторного керування координатами асинхронних двигунів, а також забезпечує функції автоматизації, які є типовими для перетворювачів частоти загальнопромислових електромеханічних систем; розроблені та виготовлені експериментальні установки з двигунами потужністю від 0.75 кВт до 50 кВт. Створена технологія швидкого прототипного тестування дозволила провести повномасштабні експериментальні дослідження синтезованих структур векторного керування та підтвердити досягнутий в них високий рівень показників якості керування координатами АД.

2. Експериментальні дослідження впливу неідеальностей інвертора на процеси керування координатами асинхронних двигунів показали, що система бездавачевого керування без компенсації мертвого часу забезпечує в умовах експерименту діапазон регулювання швидкості на рівні 1:10. Запропонований вдосконалений метод компенсації мертвого часу інвертора, дозволив розширити практично досяжний діапазон регулювання кутової швидкості до рівня 1:100 і вище.

3. Розроблений, простий з точки зору практичної реалізації, алгоритм ідентифікації параметрів електричної частини асинхронного двигуна забезпечує асимптотичне оцінювання активного опору ротора, індуктивностей статора і ротора, а також індуктивності намагнічуючого контуру в системі адаптивного

регулювання струмів статора при нерухомому роторі. Значення активного опору статора, яке необхідне для роботи алгоритму ідентифікації може бути визначене заздалегідь з використанням закону Ома.

4. Розроблено, виготовлено та виконано експериментальне тестування дослідного зразка тягового електроприводу електробуса потужністю 100 кВт, в якому програмно реалізовано алгоритми енергоефективного векторного керування з максимізацією співвідношення момент-струм, а також типові для електричного транспорту функції автоматизації руху.

5. Розроблені алгоритми векторного керування та автоматизації реалізовано в дослідному зразку тягового електроприводу потужністю 180 кВт для перспективних моделей тролейбусів і трамвайних вагонів, який було розроблено спільно з ДП «Науково-дослідний та конструкторсько-технологічний інститут комунального господарства», м. Київ. Виконано тестування дослідного зразка тягового електроприводу на стенді з двигуном потужністю 50 кВт.

6. Розроблені програмні та апаратні засоби практичної реалізації, алгоритм ідентифікації параметрів АД, а також вдосконалений алгоритм компенсації мертвого часу дозволили здійснити впровадження результатів дисертаційних досліджень в серійних загальнопромислових асинхронних електроприводах потужністю від 15 до 100 кВт виробництва ТОВ «Енергоресурс».

7. Результати роботи впроваджено в дослідному зразку тягового електроприводу трамвайного вагону потужністю 180 кВт виробництва ПрАТ «Запорізький електроапаратний завод».

## ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі отримала подальший розвиток теорія аналізу та синтезу електромеханічних систем з векторно-керованими асинхронними двигунами без вимірювання механічних координат. Отримані результати у сукупності є теоретичним узагальненням та новим вирішенням важливої науково-прикладної проблеми створення нових методів бездавачевого векторного керування електромеханічними системами на основі асинхронних двигунів, які дозволяють забезпечити рівень статичних, динамічних та енергетичних характеристик, наближений до існуючих в системах векторного керування з вимірюванням кутової швидкості. Основні наукові та практичні результати роботи полягають у наступному.

1. На основі аналізу існуючих методів бездавачевого керування асинхронними двигунами, а також експериментального дослідження існуючих у закордонних виробників систем бездавачевого векторного керування, обґрунтовано доцільність розвитку теорії аналізу та синтезу електромеханічних систем з векторно-керованими асинхронними двигунами без вимірювання механічних координат.

2. Нова концепція прямого векторного керування координатами асинхронних двигунів при неповній інформації про вектор стану та прямому полеорієнтуванні, яка полягає в тому, що за рахунок дії нелінійного контролера результуюча динаміка формується у вигляді декомпозиції на три зв'язані підсистеми «електромагнітну – оцінювання кутової швидкості – механічну» є загальнотеоретичною основою для розробки методів синтезу алгоритмів векторного керування, які забезпечують розв'язання основних задач керування механічними координатами (моментом, кутовою швидкістю) та вектором потокозчеплення ротора в умовах неповної інформації про вектор стану.

3. Розроблений метод синтезу систем прямого векторного керування асинхронними двигунами без вимірювання механічних координат, який полягає

у формуванні нелінійного контролера, а також у спеціальному розділенні в часі процесів регулювання струмів і оцінювання кутової швидкості з процесами регулювання потокозчеплення і швидкості формує теоретичний підхід до адаптивного оцінювання змінної у часі кутової швидкості для досягнення асимптотичного відпрацювання заданих траєкторій її змін при дії невідомого моменту навантаження. Відповідно до запропонованого методу асимптотичне оцінювання кутової швидкості та потокозчеплення здійснюється за адаптивним алгоритмом, який синтезовано методами теорії нелінійних сингулярно-вироджених систем.

4. Розроблені методи синтезу та оцінювання дозволили вирішити основні задачі керування координатами електромеханічних систем з асинхронними двигунами, а саме відпрацювання заданих траєкторій модуля вектора потокозчеплення ротора та кутової швидкості (моменту). Синтезовані алгоритми бездавачевого векторного керування моментом та кутовою швидкістю є строго теоретично обґрунтованими і, на відміну від відомих, не використовують припущення про постійність оцінюваної кутової швидкості. Методом математичного моделювання та експериментально підтверджено, що розроблені алгоритми забезпечують динамічні показники якості керування, які в умовах виконаних експериментальних тестів наближаються до існуючих в системах векторного керування з вимірюванням кутової швидкості. За результатами експериментального тестування встановлено, що розроблена система бездавачевого керування дозволяє забезпечити діапазон регулювання кутової швидкості на рівні 1:100.

5. Розроблена структура повністю розімкненого квазівекторного керування кутовою швидкістю гарантує асимптотичність регулювання кутової швидкості ротора і модуля вектора потокозчеплення статора, а також досягнення умов орієнтації за вектором потокозчеплення статора за умови відсутності навантаження, а в навантаженому стані властивості локальної стійкості в області, яка визначається параметрами асинхронної машини.

Структура алгоритму квазівекторного керування надала можливість формування покращених статичних і динамічних характеристик, а також форсування процесів збудження АД при повністю розімкненому керуванні.

6. Розроблений метод адаптивного оцінювання струмів статора та потокозчеплень ротора асинхронної машини за умов персистентності збудження гарантує локальне експоненційне оцінювання постійної кутової швидкості та компонент вектора потокозчеплення ротора на основі інформації про струми та напруги статора.

7. Розроблена структура системи бездавачевого полеорієнтованого векторного керування асинхронним генератором, яка ґрунтується на використанні адаптивного спостерігача потокозчеплення ротора, забезпечує локальне асимптотичне регулювання напруги в ланці постійного струму, а також відпрацювання модуля вектора потокозчеплення ротора.

8. Метод бездавачевого векторного керування моментом та модулем вектора потокозчеплення ротора з максимізацією співвідношення момент-струм, вдосконалений за рахунок врахування кривої намагнічування АД, а також формування заданого потокозчеплення як динамічної функції моменту, дозволив підвищити точність оцінювання кутової швидкості та відпрацювання заданих траєкторій моменту і забезпечити максимізацію співвідношення момент-струм в статичних і динамічних режимах у всьому діапазоні зміни моменту АД. За результатами експериментальних досліджень розробленої системи з АД потужністю 50 кВт встановлено, що за однакових умов тесту застосування МТРА алгоритму дозволило, в порівнянні з класичним керуванням при постійному потокозчепленні, зменшити споживання електричної енергії на 16.5 %. За умови експлуатації одного електричного транспортного засобу, який в день проходить 300 км з енерговитратою 2.5 кВт·год/км, застосування розроблених алгоритмів керування з МТРА дозволить отримати економічний ефект на рівні до 90 тис. грн. на рік.

9. Розвинута в роботі теорія аналізу та синтезу електромеханічних систем з векторно-керованими асинхронними двигунами в умовах неповної інформації дозволяє створювати системи бездавачевого векторного керування для широкого ряду промислових механізмів з середнім рівнем вимог до статичних та динамічних показників якості керування. Відсутність давача швидкості в таких системах підвищує їх надійність, а також зменшує їх вартість і витрати на обслуговування. Відмова від давача швидкості дозволяє заощадити в середньому 2.5 тис. грн на кожній електромеханічній системі, кількість введення в експлуатацію яких в Україні обчислюється тисячами на рік.

10. Розроблена технологія швидкого прототипного тестування алгоритмів керування асинхронними двигунами, яка включає в себе пакет моделюючих програм, сімейство контролерів на основі цифрових сигнальних процесорів (TMS320F28335, TMS320F28069), програмне забезпечення для них, яке реалізує алгоритми керування координатами АД та функції автоматизації експериментальних досліджень, а також ряд експериментальних стендів з асинхронними двигунами в діапазоні потужностей від 0.75 до 50 кВт, дозволяє виконувати практичну реалізацію та експериментальні дослідження нових структур керування АД в лабораторних умовах в терміни, які співрозмірні з термінами проведення математичного моделювання.

11. З використанням створеної технології швидкого прототипного тестування проведено повномасштабні експериментальні дослідження всіх розроблених структур керування координатами асинхронних двигунів. Встановлено, що результати експериментальних досліджень в значній мірі повторюють результати математичного моделювання, що підтверджує достовірність теоретичних тверджень роботи.

12. Розроблене програмне забезпечення для контролерів на основі цифрових сигнальних процесорів, яке реалізує функції автоматизації, що є типовими для загальнопромислових електроприводів, а також електромеханічних систем електричних транспортних засобів, дозволило

виконати впровадження розроблених структур керування в промисловість та в дослідні зразки тягових електроприводів потужністю до 180 кВт.

13. Розроблені та виготовлені дослідні зразки тягових електроприводів для тролейбусів та електробусів за рахунок реалізації в них вдосконалених методів МТРА керування дозволяють створювати електромеханічні системи електричних транспортних засобів з покращеними динамічними та енергетичними характеристиками.

14. Результати роботи впроваджено: в серійних загальнопромислових асинхронних електроприводах потужністю від 15 до 100 кВт виробництва ТОВ «Енергоресурс»; в дослідному зразку тягового електроприводу потужністю 180 кВт для перспективних моделей тролейбусів та трамвайних вагонів в ДП «Науково-дослідний та конструкторсько-технологічний інститут міського господарства»; в дослідному зразку тягового електроприводу трамвайного вагону потужністю 180 кВт виробництва ПрАТ «Запорізький електроапаратний завод»; в учбовий процес в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» при викладанні дисциплін «Моделювання електромеханічних систем», «Електромеханічні системи електричних транспортних засобів», «Цифрова обробка сигналів в електромеханічних системах».



## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Leonhard W. Control of Electrical Drives. Berlin: Springer-Verlag, 2001.
2. Пересада С. М. Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор. *Сборник научных трудов Донецкого государственного технического университета*. 1999. № 4. С. 1–23.
3. D. Xu, B. Wang, G. Zhang, G. Wang and Y. Yu, "A review of sensorless control methods for AC motor drives," in *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 2, no. 1, pp. 104-115, March 2018.
4. J. Holtz, "State of the art of controlled AC drives without speed sensor," *Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS 95*, Singapore, 1995, pp. 1-6 vol.1.
5. J. Holtz, "Sensorless control of induction motor drives," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 8, pp. 1359-1394, Aug. 2002.
6. J. Holtz, "Perspectives of Sensorless AC Drive Technology", in *Proceedings of the 27th International conference Power electronics, intelligent motion, power quality, PCIM*, Nuremberg, Jun. 2005, pp. 80-87.
7. J. Holtz, "Sensorless Control of Induction Machines—With or Without Signal Injection?," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 1, pp. 7-30, Feb. 2006.
8. C. Ilas, A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva and F. Profumo, "Comparison of different schemes without shaft sensors for field oriented control drives," *Proceedings of IECON'94 - 20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Bologna, Italy, 1994, pp. 1579-1588 vol.3.
9. Rajashekara K., Kawamura A. and Matsuse K. Sensorless Control of AC Motor Drives. New York: IEEE Press, 1996.
10. Vas P. Sensorless Vector and Direct Torque Control. London: Oxford University Press, 1998.

11. M. Pacas, "Sensorless Drives in Industrial Applications," in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, no. 2, pp. 16-23, June 2011.

12. R. H. Kumar, A. Iqbal and N. C. Lenin, "Review of recent advancements of direct torque control in induction motor drives – a decade of progress," in *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 1-15, 12 1 2018.

13. Костенко М. П. Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов. *Електричество*. 1925. № 2.

14. Вешеневский С. Н. Характеристики двигателей в электроприводе. М., «Енергия». 1977.

15. Браславский И.Я, Ишматов З.Ш, Поляков В.Н Энергосберегающий асинхронный электропривод. –Москва. АСАДЕМА. 2004.

16. A. Munoz-Garcia, T. A. Lipo and D. W. Novotny, "A new induction motor V/f control method capable of high-performance regulation at low speeds," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 813-821, July-Aug. 1998.

17. Основи теорії керування енергозберігаючими електромеханічними системами з електроприводами змінного струму на основі принципу пасивності: звіт про НДР. НТУУ "КПІ". №2624ф, № ДР 0103U000145. Київ, 2005. 409 с.

18. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Онанко А. Ю. Обобщенный алгоритм частотного управления асинхронными двигателями. Часть 1: синтез на основе второго метода Ляпунова. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук: КрНУ, 2011. Вип. 2/2011 (14). С. 13 – 16.

19. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Онанко А. Ю. Обобщенный алгоритм частотного управления асинхронными двигателями. Часть 2: результаты тестирования. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук: КрНУ, 2011. Вип. 2/2011 (14). С. 17 – 21.

20. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Бовкунович В.С. Сравнительное тестирование алгоритмов векторного и частотного управления моментом

асинхронного двигателя в электромеханических системах пассажирского электротранспорта. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені М. Остроградського*. Вип. 4/2009 частини 1. С. 13 – 16.

21. Chin, T-H., I. Miyashita, and T. Koga. "Sensorless induction motor drive: An innovative component for advanced motion control." *Control Engineering Practice* vol. 5, no. 12, 1997, pp. 1653-1659.

22. G. M. Asher, "Sensorless induction motor drives," *IEE Seminar Advances in Induction Motor Control (Ref. No. 2000/072)*, London, UK, 2000, pp. 6/1-6/5.

23. R. D. Lorenz, "Advances in electric drive control," IEEE International Electric Machines and Drives Conference. IEMDC'99. Proceedings (Cat. No.99EX272), Seattle, WA, USA, 1999, pp. 9-16.

24. R. D. Lorenz, "Practical issues and research opportunities when implementing zero speed sensorless control," *ICEMS'2001. Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems (IEEE Cat. No.01EX501)*, Shenyang, China, 2001, pp. 1-10 vol.1.

25. M. Ishida and K. Iwata, "A New Slip Frequency Detector of an Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 3, pp. 575-582, May 1984.

26. R. Blasco, M. Sumner and G. M. Asher, "Speed measurement of inverter fed induction motors using the FFT and the rotor slot harmonics," *1994 Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*, London, UK, 1994, pp. 470-475.

27. K. D. Hurst and T. G. Habetler, "Sensorless speed measurement using current harmonic spectral estimation in induction machine drives," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 66-73, Jan. 1996.

28. R. Blasco-Gimenez, G. M. Asher, M. Summer, and K. J. Bradley, "Performance of FFT rotor slot harmonic speed detector for sensorless induction motor drives," in *Proceeding IEE-Electic Power Applications*, Vol. 143, No. 3, pp. 258-268, 1996.

29. F. Briz and M. W. Degner, "Rotor Position Estimation," in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, no. 2, pp. 24-36, June 2011.

30. Young-Real Kim, Seung-Ki Sul and Min-Ho Park, "Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1225-1233, Sept.-Oct. 1994.

31. E. von Westerholt, M. Pietrzak-David and B. de Fornel, "Extended state estimation of nonlinear modeled induction machines," *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Toledo, Spain, 1992, pp. 271-278 vol.1.

32. M. Cuibus, V. Bostan, S. Ambrosii, C. Ilas and R. Magureanu, "Luenberger, Kalman and neural network observers for sensorless induction motor control," *Proceedings IPEMC 2000. Third International Power Electronics and Motion Control Conference (IEEE Cat. No.00EX435)*, Beijing, China, 2000, pp. 1256-1261 vol.3.

33. F. Alonge, F. D'Ippolito and A. Sferlazza, "Sensorless Control of Induction-Motor Drive Based on Robust Kalman Filter and Adaptive Speed Estimation," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, pp. 1444-1453, March 2014.

34. F. Alonge, T. Cangemi, F. D'Ippolito, A. Fagiolini and A. Sferlazza, "Convergence Analysis of Extended Kalman Filter for Sensorless Control of Induction Motor," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 4, pp. 2341-2352, April 2015.

35. M. Habibullah and D. D. Lu, "A Speed-Sensorless FS-PTC of Induction Motors Using Extended Kalman Filters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 11, pp. 6765-6778, Nov. 2015.

36. E. Zerdali and M. Barut, "The Comparisons of Optimized Extended Kalman Filters for Speed-Sensorless Control of Induction Motors," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 6, pp. 4340-4351, June 2017.

37. Sensorless control with Kalman filter on TMS320 Fixed-Point DSP, lit. no. BPRA057, Texas Instruments Europe, July 1997.
38. Kubota H., Matsuse K. and Nakano T. New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor drives // in *Proc. Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON'90*. –Pacific Grove, California. – 1990. –P. 921–926.
39. H. Kubota, K. Matsuse and T. Nakano, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 2, pp. 344-348, March-April 1993.
40. H. Kubota and K. Matsuse, "Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1219-1224, Sept.-Oct. 1994.
41. R. Kumar, S. Das, P. Syam and A. K. Chattopadhyay, "Review on model reference adaptive system for sensorless vector control of induction motor drives," in *IET Electric Power Applications*, vol. 9, no. 7, pp. 496-511, 8 2015.
42. I. Benlaloui, S. Drid, L. Chrifi-Alaoui and M. Ouriagli, "Implementation of a New MRAS Speed Sensorless Vector Control of Induction Machine," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 2, pp. 588-595, June 2015.
43. A. N. Smith, S. M. Gadoue and J. W. Finch, "Improved Rotor Flux Estimation at Low Speeds for Torque MRAS-Based Sensorless Induction Motor Drives," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 1, pp. 270-282, March 2016.
44. S. A. Davari, F. Wang and R. M. Kennel, "Robust Deadbeat Control of an Induction Motor by Stable MRAS Speed and Stator Estimation," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 14, no. 1, pp. 200-209, Jan. 2018.
45. A. V. Ravi Teja, V. Verma and C. Chakraborty, "A New Formulation of Reactive-Power-Based Model Reference Adaptive System for Sensorless Induction Motor Drive," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 11, pp. 6797-6808, Nov. 2015.

46. E. Dehghan-Azad, S. Gadoue, D. Atkinson, H. Slater, P. Barrass and F. Blaabjerg, "Sensorless Control of IM Based on Stator-Voltage MRAS for Limp-Home EV Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 3, pp. 1911-1921, March 2018.

47. M. Montanari, S. Peresada, A. Tilli and A. Tonielli, "Speed sensorless control of induction motor based on indirect field-orientation," *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, Rome, Italy, 2000, pp. 1858-1865 vol.3.

48. C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, San Diego, CA, USA, 1989, pp. 493-499 vol.1.

49. Fang-Zheng Peng and T. Fukao, "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1234-1240, Sept.-Oct. 1994.

50. F. Z. Peng, "Speed and flux sensorless field oriented control of induction motors for electric vehicles," *APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.00CH37058)*, New Orleans, LA, USA, 2000, pp. 133-139 vol.1.

51. Ho-Sun Yoo and In-Joong Ha, "A polar coordinate-oriented method of identifying rotor flux and speed of induction motors without rotational transducers," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 4, no. 3, pp. 230-243, May 1996.

52. H. Tajima and Y. Hori, "Speed sensorless field-orientation control of the induction machine," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 1, pp. 175-180, Jan.-Feb. 1993.

53. Jadot, F., Martin, P., Rouchon, P. "Industrial sensorless control of induction motors." *Nonlinear control in the Year 2000*. Springer, London, 2001. Pp. 535-543.

54. H. Abu-Rub, J. Guzinski, Z. Krzeminski and H. A. Toliyat, "Speed observer system for advanced sensorless control of induction motor," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 2, pp. 219-224, June 2003.

55. P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "Accuracy limitations of velocity and flux estimation in direct field oriented induction machines," *1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, Brighton, UK, 1993, pp. 312-318 vol.4.

56. S. Doki, S. Sangwongwanich and S. Okuma, "Implementation of speed-sensor-less field-oriented vector control using adaptive sliding observers," *Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation*, San Diego, CA, USA, 1992, pp. 453-458 vol.1.

57. L. Zhao, J. Huang, H. Liu, B. Li and W. Kong, "Second-Order Sliding-Mode Observer With Online Parameter Identification for Sensorless Induction Motor Drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5280-5289, Oct. 2014.

58. S. Di Gennaro, J. Rivera Domínguez and M. A. Meza, "Sensorless High Order Sliding Mode Control of Induction Motors With Core Loss," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 6, pp. 2678-2689, June 2014.

59. R. P. Vieira, C. C. Gastaldini, R. Z. Azzolin and H. A. Gründling, "Sensorless Sliding-Mode Rotor Speed Observer of Induction Machines Based on Magnetizing Current Estimation," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 9, pp. 4573-4582, Sept. 2014.

60. W. C. Andrade Pereira *et al.*, "Improved Sensorless Vector Control of Induction motor Using Sliding Mode Observer," in *IEEE Latin America Transactions*, vol. 14, no. 7, pp. 3110-3116, July 2016.

61. Zhang Yan and V. Utkin, "Sliding mode observers for electric machines-an overview," *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*, Sevilla, 2002, pp. 1842-1847 vol.3.

62. Chern T., Chang J. and Tsai K. "Integral-variable-structure-control-based adaptive speed estimator and resistance identifier for induction motor" *International Journal of Control*. 1998. Vol. 69, no. 1. P. 31–48.

63. A. Derdiyok, Zhang Yan, M. Guven and V. Utkin, "A sliding mode speed and rotor time constant observer for induction machines," *IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.37243)*, Denver, CO, USA, 2001, pp. 1400-1405 vol.2.

64. M. Tursini, R. Petrella and F. Parasiliti, "Adaptive sliding-mode observer for speed-sensorless control of induction motors," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 5, pp. 1380-1387, Sept.-Oct. 2000.

65. Jingchuan Li, Longya Xu and Zheng Zhang, "An adaptive sliding-mode observer for induction motor sensorless speed control," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 4, pp. 1039-1046, July-Aug. 2005.

66. L.-C. F. Yu-Chao Lin<sup>1</sup> and C.-Y. Tsai<sup>1</sup>, "Non-linear sensorless indirect adaptive speed control of induction motor with unknown rotor resistance and load," *International journal of adaptive control and signal processing*, no. 14, pp. 109–140, 1995.

67. A. Ferrah, P. J. Hogben-Laing, K. J. Bradley, G. M. Asher and M. S. Woolfson, "The effect of rotor design on sensorless speed estimation using rotor slot harmonics identified by adaptive digital filtering using the maximum likelihood approach," *IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*, New Orleans, LA, USA, 1997, pp. 128-135 vol.1.

68. X. Sun, L. Chen, Z. Yang and H. Zhu, "Speed-Sensorless Vector Control of a Bearingless Induction Motor With Artificial Neural Network Inverse Speed Ob-



server," in *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 18, no. 4, pp. 1357-1366, Aug. 2013.

69. J. Lee and Y. S. Kim, "Sensorless fuzzy-logic-based maximum power point tracking control for a small-scale wind power generation systems with a switched-mode rectifier," *IET Renewable Power Generation*, vol. 10, pp. 194-202, 2016.

70. Seong-Hwan Kim, Tae-Sik Park, Ji-Yoon Yoo and Gwi-Tae Park, "Speed-sensorless vector control of an induction motor using neural network speed estimation," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 3, pp. 609-614, June 2001.

71. R. M. Bharadwaj, A. G. Parlos, H. A. Toliyat "Neural speed filtering for sensorless induction motor drives" *Control Engineering Practice*, vol. 12, no. 6, June 2004, pp. 687-706.

72. Vas P. Artificial-Intelligence-Based Electrical Machines and Drives: Application of Fuzzy, Neural, Fuzzy-Neural, and Genetic Algorithm Based Techniques. Oxford: Oxford University Press, 1999.

73. Волков А. В. Электромеханические процессы и регулирование асинхронных электроприводов с инверторными преобразователями частоты: Дис. докт. техн. наук: 05.09.03. Запорожье. 1999.

74. S. Peresada, A. Tilli, S. Kovbasa, M. Montanari and F. Ronchi, "Simple sensorless vector control of induction motors with natural field orientation," *IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.37243)*, Denver, CO, USA, 2001, pp. 641-646 vol.1.

75. Пересада С. М. и Ковбаса С. Н. Простое бездатчиковое управление асинхронным двигателем с естественной ориентацией по полю машины. *Вестник Национального технического университета "ХПИ"*. 2002. Вып. 12. Т.1. С. 64–68.

76. I. M. Alsofyani and N. R. N. Idris, "Lookup-Table-Based DTC of Induction Machines With Improved Flux Regulation and Extended Kalman Filter State

Estimator at Low-Speed Operation," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 12, no. 4, pp. 1412-1425, Aug. 2016.

77. Y. B. Zbede, S. M. Gadoue and D. J. Atkinson, "Model Predictive MRAS Estimator for Sensorless Induction Motor Drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3511-3521, June 2016.

78. J. Guzinski and H. Abu-Rub, "Speed Sensorless Induction Motor Drive With Predictive Current Controller," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 2, pp. 699-709, Feb. 2013.

79. H. Yang, Y. Zhang, P. D. Walker, J. Liang, N. Zhang and B. Xia, "Speed sensorless model predictive current control with ability to start a free running induction motor," in *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 5, pp. 893-901, 5 2017.

80. Архангельский Н. Л., Курнышев Б. С., Виноградов А. Б. Новые алгоритмы в управлении асинхронным электроприводом. *Электротехника*. 1991. № 10. С. 9–13.

81. H. Kubota, I. Sato, Y. Tamura, K. Matsuse, H. Ohta and Y. Hori, "Regenerating-mode low-speed operation of sensorless induction motor drive with adaptive observer," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 4, pp. 1081-1086, July-Aug. 2002.

82. J. Holtz and Juntao Quan, "Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 4, pp. 1087-1095, July-Aug. 2002.

83. C. Canudas De Wit, A. Youssef, J. P. Barbot, P. Martin and F. Malrait, "Observability conditions of induction motors at low frequencies," *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No.00CH37187)*, Sydney, NSW, 2000, pp. 2044-2049 vol.3.

84. Ibarra-Rojas S., Moreno J. and Espinosa-Perez G. Global observability analysis of sensorless induction motors. *Automatica*. 2004. Vol. 40, No 6. Pp. 1079–1085.

85. L. Harnefors, "Instability phenomena and remedies in sensorless indirect field oriented control," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 4, pp. 733-743, July 2000.

86. Zhang Yan, Changxi Jin and V. Utkin, "Sensorless sliding-mode control of induction motors," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 6, pp. 1286-1297, Dec. 2000.

87. M. Feemster, P. Aquino, D. M. Dawson and A. Behal, "Sensorless rotor velocity tracking control for induction motors," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 9, no. 4, pp. 645-653, July 2001.

88. R. Marino, P. Tomei, C.M. Verrelli, A new global control scheme for sensorless current-fed induction motors, *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 35, no. 1, 2002, pp. 199-204.

89. R. Marino, P. Tomei, and C. M. Verrelli, "A global tracking control for speed-sensorless induction motor," *Automatica*, vol. 40, no. 6, pp. 1071-1077, 1996.

90. R. Marino, P. Tomei and C. M. Verrelli, "Adaptive control of sensorless induction motors with uncertain rotor resistance," *Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control, 2002.*, Las Vegas, NV, USA, 2002, pp. 148-153 vol.1.

91. M. Montanari, S. Peresada and A. Tilli, "Sensorless control of induction motors with exponential stability property," *2003 European Control Conference (ECC)*, Cambridge, UK, 2003, pp. 2806-2811.

92. M. Montanari, S. Peresada and A. Tilli, "Sensorless indirect field oriented control of induction motor via adaptive speed observer," *Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003.*, Denver, CO, USA, 2003, pp. 4675-4680 vol.6.

93. R. Marino, P. Tomei and C. M. Verrelli, "Nonlinear tracking control for sensorless induction motors," *2004 43rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC) (IEEE Cat. No.04CH37601)*, Nassau, 2004, pp. 4423-4428 Vol.4.

94. M. Montanari, A. Tilli and S. Peresada, "Sensorless control of induction motor with adaptive speed-flux observer," *2004 43rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC) (IEEE Cat. No.04CH37601)*, Nassau, 2004, pp. 201-206 Vol.1.

95. S. Peresada, M. Montanari, A. Tilli and S. Kovbasa, "Sensorless indirect field-oriented control of induction motors, based on high gain speed estimation," *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*, Sevilla, 2002, pp. 1702-1709 vol.2.

96. M. Montanary, S. Peresada, A. Tilli. A speed-sensorless indirect field-oriented control for induction motors based on high gain speed estimation. *Automatica*. 2006. Vol. 42. Pp. 1637–1650.

97. S. Peresada and A. Tonielli, "High performance robust speed-flux tracking controller for induction motor," *International Journal Adaptive Control Signal Processing*, vol. 14, pp. 177–200, 2000.

98. Kokotovic P. V., Khalil H. K. and O'Reilly J. Singular Perturbation Methods in Control: Analysis and Design. Academic Press, 1987.

99. Khalil H. K. Nonlinear Systems. New Jersey, Upper Saddle River: Prentice Hall, 1996.

100. M. Montanari, S. M. Peresada, C. Rossi and A. Tilli, "Speed Sensorless Control of Induction Motors Based on a Reduced-Order Adaptive Observer," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 15, no. 6, pp. 1049-1064, Nov. 2007.

101. M. Depenbrock, "Speed sensorless control of induction motors at very low stator frequencies," in *Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications*, Paper on CD-ROM, 1999.

102. V. Leppanen and J. Luomi, "Speed-sensorless induction Machine control for zero speed and frequency," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 5, pp. 1041-1047, Oct. 2004.

103. M. Hinkkanen, V. -. Leppanen and J. Luomi, "Flux observer enhanced with low-frequency signal injection allowing sensorless zero-frequency operation of

induction motors," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 1, pp. 52-59, Jan.-Feb. 2005.

104. M. Höverman, B. Orlik, U. Schumacher and U. Schumann. Operation of speed sensorless induction motors using open loop control at low frequency. In *8th European Conference on Power Electronics and Applications, Lausanne*. Lausanne, Switzerland, 1999.

105. А. Э. Кравчик Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник. А. Э. Кравчик, М. М. Шлаф, В. И. Афонин, Е. А. Соболенская. М.: Энергоатомиздат, 1982.

106. Вольдек А. И. Электрические машины. Учебник для студентов высш. техн. учебн. Заведений. 3-е изд., перераб. Л.: Энергия, 1978 г.

107. Franklin H. Grooms, "IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators," IEEE Stand. 112, November 2004.

108. D. W. Novotny and T. A. Lipo, Vector Control and Dynamics of AC Drives. Oxford: Clarendon Press, 1996.

109. D. J. Atkinson, P. P. Acarnley and J. W. Finch, "Observers for induction motor state and parameter estimation," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 6, pp. 1119-1127, Nov.-Dec. 1991.

110. R. Krishnan and F. C. Doran, "Study of Parameter Sensitivity in High-Performance Inverter-Fed Induction Motor Drive Systems," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-23, no. 4, pp. 623-635, July 1987.

111. A. S. Bazanella and R. Reginatto, "Robustness margins for indirect field-oriented control of induction motors," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 45, no. 6, pp. 1226-1231, June 2000.

112. Пересада С.М., Трандафилов В.Н. Инвариантность наблюдателей вектора потокосцепления ротора при прямом векторном управлении асинхронными двигателями. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 6. С. 41–48.

113. S. Peresada, S. Kovbasa, V. Trandafilov and V. Pyzhov, "Sliding mode observer based control of induction motors: Experimental study," *2014 IEEE Inter-*

*national Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kiev, 2014, pp. 261-265.

114. Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Бовкунович В.С. Грубое векторное управление моментом и потоком асинхронного двигателя. *Техническая электродинамика*. 2010. №1. С. 60–66.

115. H. A. Toliyat, E. Levi and M. Raina, "A review of RFO induction motor parameter estimation techniques," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 2, pp. 271-283, June 2003.

116. P. Castaldi and A. Tilli, "Parameter estimation of induction motor at standstill with magnetic flux monitoring," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 13, no. 3, pp. 386-400, May 2005.

117. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, "Exponentially convergent rotor resistance estimation for induction motors," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 5, pp. 508-515, Oct. 1995.

118. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, "On-line stator and rotor resistance estimation for induction motors," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 8, no. 3, pp. 570-579, May 2000.

119. J. Stephan, M. Bodson and J. Chiasson, "Real-time estimation of the parameters and fluxes of induction motors," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 3, pp. 746-759, May-June 1994.

120. Kaiyu Wang, J. Chiasson, M. Bodson and L. M. Tolbert, "A nonlinear least-squares approach for identification of the induction motor parameters," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 50, no. 10, pp. 1622-1628, Oct. 2005.

121. F. Jadot, F. Malrait, J. Moreno-Valenzuela and R. Sepulchre, "Adaptive Regulation of Vector-Controlled Induction Motors," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 17, no. 3, pp. 646-657, May 2009.

122. G. S. Buja, R. Menis and M. I. Valla, "MRAS identification of the induction motor parameters in PWM inverter drives at standstill," *Proceedings of*

*IECON '95 - 21st Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, Orlando, FL, USA, 1995, pp. 1041-1047 vol.2.

123. S. Bolognani, M. Zigliotto, "Self-commissioning compensation of inverter nonidealities for sensorless ac drives applications", *Proc. IEEE Int. Conf. Power Electron. Mach. Drives*, pp. 30-37, 2002.

124. S. Bolognani, L. Peretti and M. Zigliotto, "Inverter Non-Idealities Override by Repetitive Control," *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, Antalya, 2007, pp. 71-76.

125. C2000™ 32-bit microcontrollers. URL: <http://www.ti.com/microcontrollers/c2000-real-time-control-mcus/overview.html>.

126. STM32 High Performance MCUs. URL: <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32-high-performance-mcus.html>.

127. Датчики тока и напряжения LEM. Каталог. URL: <https://www.lem.com/ru/file/4451/download>

128. HCPL-7800A/HCPL-7800 Isolation Amplifier. Datasheet. URL: <https://www.broadcom.com/products/optocouplers/industrial-plastic/isolation-amplifiers-modulators/isolation-amplifiers>

129. P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham, A. Weinstein, "Matrix converters: A technology review", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 2, pp. 276-288, Apr. 2002.

130. Чехет Э.М., Соболев В.Н., Михальский В.М., Шаповал И.А., Полищук С.И. Тенденции развития матричных преобразователей для асинхронного электропривода. *Вісник національного технічного університету "ХПІ"*, 2005. Вип. 45. С.32–37.

131. Чехет Е.М., Михальський В.М., Соболев В.М., Шаповал І.А. Матричні перетворювачі для електромеханічних систем змінного струму. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*, 2007. №1(16). Ч.2. С.76–85.

132. B. Metidji and L. Baghli, "Matrix converter prototype for motor drive," *2015 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT)*, Tlemcen, 2015, pp. 1-6.

133. B. K. Bose. "Multi-Level Converters", *Electronics* 2015, 4, pp. 582-585.

134. Multilevel Converters for Industrial Applications S. A. Gonzalez, S. A. Verne, M. I. Valla CRC Press 2017.

135. J. Holtz, "Pulsewidth modulation-a survey," *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Toledo, Spain, 1992, pp. 11-18 vol.1.

136. P. D. Evans, P. R. Close, "Harmonic distortion in PWM inverter output waveforms", *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, vol. 134, no. 4, pp. 224-232, July 1987.

137. Y. Murai, T. Watanabe and H. Iwasaki, "Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching Lag-Times," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-23, no. 5, pp. 881-886, Sept. 1987.

138. D. A. Grant, and R. Seidner, "Ratio changing in pulse-width-modulated inverters," *IEE Proc.*, vol. 128, pt. B, 1981, pp. 243-248.

139. T. Sukegawa, K. Kamiyama, T. Matsui and T. Okuyama, "Fully digital, vector-controlled PWM VSI-fed AC drives with an inverter dead-time compensation strategy," *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Pittsburgh, PA, USA, 1988, pp. 463-469 vol.1.

140. Seung-Gi Jeong and Min-Ho Park, "The analysis and compensation of dead-time effects in PWM inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 38, no. 2, pp. 108-114, April 1991.

141. R. B. Sepe and J. H. Lang, "Inverter nonlinearities and discrete-time vector current control," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 1, pp. 62-70, Jan.-Feb. 1994.



142. R. C. Dodson, P. D. Evans, H. T. Yazdi, S. C. Harley, "Compensating for dead time degradation of PWM inverter waveforms", *IEE Proc. B Electr. Power Appl.*, vol. 137, no. 2, pp. 73-81, Mar. 1990.

143. Weschta, A.; Weberskirch, W.: Nonlinear Behaviour Of Voltage Source Inverters With Power Transistors. *In Proceedings of the 3 European Power Electronic Conference (EPE)*, Aachen 1999, pp.533-537

144. G. C. Verghese and S. R. Sanders, "Observers for flux estimation in induction machines," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 35, no. 1, pp. 85-94, Feb. 1988.

145. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, "Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 44, no. 5, pp. 967-983, May 1999.

146. Пересада С. М., Серета А. Н. Новый алгоритм идентификации электрических параметров асинхронного двигателя на основе адаптивного наблюдателя полного порядка. *Технічна електродинаміка*. 2005. № 5. С. 32-40.

147. Peresada S., Kovbasa S., Prystupa D., Lyashevskyi S. Adaptive control of stator currents for self-comissioning of induction motor drives. *Технічна електродинаміка*. 2013. №5. С. 24 – 31.

148. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Серета А. Н. Аналитическое решение проблемы идентификации параметров асинхронного двигателя. *Вісник національного технічного університету "ХПІ". Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика*. Харків, 2005. Вип. 45. С. 45–49.

149. Пересада С. М., Серета А. Н., Ковбаса С. Н. Экспериментальное тестирование алгоритмов идентификации электрических параметров АД. *Інформаційний збірник "Промислова електроенергетика та електротехніка"*. 2005. № 3. С. 43–48.

150. Peresada S., Kovbasa S., Prystupa D. and Lyshevski S. E. "Identification of induction motor parameters adaptively controlling stator currents," *IECON*

2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vienna, 2013, pp. 8476-8481.

151. Peresada S., Kovbasa S. and Prystupa D. "Adaptive observers for self commissioning of induction motor drives: Theory and experiment," *2014 IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kiev, 2014, pp. 240-245.

152. Peresada S., Kovbasa S., Prystupa D. and Lyshevski S. E. "Identification of induction motor parameters for self-commissioning procedure: A new algorithm and experimental verification," *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Istanbul, 2014, pp. 818-823.

153. Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Дымко С.С. Робастифицированное бездатчиковое векторное управление асинхронным двигателем на основе адаптивного наблюдателя пониженного порядка. *Технічна електродинаміка*. 2012. №2. С.81-82

154. Михальский В.М., Полищук С.И., Соболев В.Н., Чехет Э.М., Чопик В.В., Шаповал И.А. Компенсация «мертвого времени» в преобразователях частоты с пространственной векторной модуляцией // *Технічна електродинаміка. Силова електроніка та енергоефективність. Тематичний випуск*. 2008. Ч.1. С.12-17.

155. A. R. Munoz and T. A. Lipo, "On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 4, pp. 683-689, July 1999.

156. V. Wesselak, N. Kლააßen, F. Bauer, "Self Learning Control of Pulse Converter Nonlinearities", in *Proceedings of the EPE 99*, 1999.

157. N. Urasaki, T. Senjyu, K. Uezato and T. Funabashi, "An adaptive dead-time compensation strategy for voltage source inverter fed motor drives," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 5, pp. 1150-1160, Sept. 2005.

158. S. Kim and S. Park, "Compensation of Dead-Time Effects Based on Adaptive Harmonic Filtering in the Vector-Controlled AC Motor Drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 3, pp. 1768-1777, June 2007.
159. S. Hwang and J. Kim, "Dead Time Compensation Method for Voltage-Fed PWM Inverter," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 1, pp. 1-10, March 2010.
160. M. J. Melfi, S. Evon and R. McElveen, "Induction versus permanent magnet motors," in *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 15, no. 6, pp. 28-35, November-December 2009.
161. D. Biswas, K. Mukherjee and N. C. Kar, "A novel approach towards electrical loss minimization in vector controlled induction machine drive for EV/HEV," *2012 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Dearborn, MI, 2012, pp. 1-5.
162. W. Sung, J. Shin and Y. Jeong, "Energy-Efficient and Robust Control for High-Performance Induction Motor Drive With an Application in Electric Vehicles," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 8, pp. 3394-3405, Oct. 2012.
163. B.K.Bose Modern power electronics and AC Drives, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002.
164. J. Chiason Modelling and high performance control of Electrical Motors. IEEE Press, 2005.
165. G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, "Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - a survey," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 4, pp. 744-757, Aug. 2004.
166. Hou-Tsan Lee, Li-Chen Fu and Hsin-Sain Huang, "Sensorless speed tracking of induction motor with unknown torque based on maximum power transfer," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 911-924, Aug. 2002.

167. A. M. Bazzi and P. T. Krein, "Review of Methods for Real-Time Loss Minimization in Induction Machines," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 6, pp. 2319-2328, Nov.-Dec. 2010.

168. Y. Wang, T. Ito and R. D. Lorenz, "Loss Manipulation Capabilities of Deadbeat Direct Torque and Flux Control Induction Machine Drives," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 6, pp. 4554-4566, Nov.-Dec. 2015.

169. S. A. Odhano, R. Bojoi, A. Boglietti, Ş. G. Roşu and G. Griva, "Maximum Efficiency per Torque Direct Flux Vector Control of Induction Motor Drives," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 6, pp. 4415-4424, Nov.-Dec. 2015.

170. O. Wasynczuk *et al.*, "A maximum torque per ampere control strategy for induction motor drives," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 13, no. 2, pp. 163-169, June 1998.

171. S. N. Vukosavic and E. Levi, "A method for transient torque response improvement in optimum efficiency induction motor drives," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 4, pp. 484-493, Dec. 2003.

172. J. Stumper, A. Dötlinger and R. Kennel, "Loss Minimization of Induction Machines in Dynamic Operation," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, no. 3, pp. 726-735, Sept. 2013.

173. A. Consoli, G. Scarcella, G. Scelba and A. Testa, "Induction motor sensorless control based on a maximum torque per ampere approach," *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.*, Salt Lake City, UT, USA, 2003, pp. 2005-2011 vol.3.

174. B. Grcar, P. Cafuta, G. Stumberger, A. M. Stankovic and A. Hofer, "Non-Holonomy in Induction Machine Torque Control," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 19, no. 2, pp. 367-375, March 2011.

175. M.Cacciato, A.Consoli, G.Scarcella, G.Scelba "Indirect Maximum Torque per Ampere Control of Induction Motor Drives" *Proc. of Power Electronics and Applications 2007*, Aalborg, Denmark, pp. 1-10.
176. C.Kwon and S.D.Sudhoff, "An improved maximum torque per amp control strategy for induction machine drives" in *20th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, March, 2005, pp. 740-745.
177. B.Gu, J.-Sh. Lai "Control of Induction Machine with Extended Range of Maximum Torque Capability for Traction Drives" in *Proc. 2011 Energy Conversion Congress and Exposition*, 17-22 Sep., Phoenix, 2011, pp. 3590-3594.
178. R.Bojoi, Z.Li, S.A.Odhano, G.Griva, A.Tenconi "Unified direct-flux vector control of induction motor drives with maximum torque per ampere operation" in *Proc. 2013 Energy Conversion Congress and Exposition*, 15-19 Sep., Denver, 2013, pp.3888-3895.
179. G. Pellegrino, R. I. Bojoi and P. Guglielmi, "Unified Direct-Flux Vector Control for AC Motor Drives," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 5, pp. 2093-2102, Sept.-Oct. 2011.
180. Пересада С.М., С. Н. Ковбаса, А. Б. Воронко, Д. Л. Приступа Сравнительное экспериментальное тестирование систем бездатчикового управления асинхронными двигателями. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук, 2012. Вип.3/2012 (19). С. 137 – 141.
181. Frederick A. Stich, Transistor inverter motor drive having voltage boost at low speeds, Jul. 1976. U.S. Patent 3 971 972.
182. A. Abbondanti, "Method of Flux Control in Induction Motors driven by Variable frequency variable voltage supplies", *proc. IEEE-IAS Int. Semi-Annual Power conversion conf*, pp. 177-184, 1977.
183. Y. Xue, X. Xu, T. G. Habetler and D. M. Divan, "A low cost stator flux oriented voltage source variable speed drive," *Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Seattle, WA, USA, 1990, pp. 410-415 vol.1.

184. K. S. Narendra and A. M. Annaswamy Stable Adaptive Systems. New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989.

185. Пересада С. М., Ковбаса С. М. Общетеоретическое решение задачи векторного управления асинхронными двигателями без измерения механических координат. *Технічна електродинаміка*. 2016. №1. С. 26 – 33.

186. Основи теорії адаптивних електромеханічних систем автоматичного керування з векторно-керованими електродвигунами змінного струму в умовах неповної інформації: звіт про НДР. НТУУ "КПІ". –№2217, № ДР 0109U001826. Київ, 2011. 400 с.

187. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Онанко А. Ю. Выбор системы по-леориентирования при векторном управлении асинхронными двигателями. *Технічна електродинаміка*. 2014. №4. С.102-104.

188. Загірняк М.В., Клепиков В.Б., Ковбаса С.М., Михальський В.М., Пересада С.М., Садовой О.В., Шаповал І.А. Енергоефективні електромеханічні системи широкого технологічного призначення. Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2018. 310 с.

189. Пересада С. М., Ковбаса С. М. Робастифицированное векторное бездатчиковое управление угловой скоростью асинхронного двигателя на основе адаптивного наблюдателя пониженного порядка. *Вісник національного технічного університету "ХПІ"*. Харків, 2010. Вып. 28. С. 110–114.

190. Пересада С. М. Ковбаса С. М., Благодір В. О. Умови персистентності збудження та формування заданого потокозчеплення в системах бездавачевого векторного керування асинхронними двигунами. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал*. Кременчук, 2015. Вип. 4/2015 (32). С. 18–24.

191. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Онанко А. Ю. Семейство алгоритмов обработки момента-потока асинхронного двигателя при косвенной ориентации по вектору потокозчепления статора. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. Одеса, 2011. №03 (79). С. 25 – 27.

192. Пересада С. М., Ковбаса С. М. Векторне бездатчикове керування моментом асинхронного двигуна з орієнтацією за вектором потокозчеплення статора. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. Вінниця, 2012. №1. С 93 – 97.

193. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Болотников А. Ю., Бовкунович В. С. Основанный на принципе пассивности алгоритм отработки момента-потока при косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету*. Кременчук, 2007. Вип. 3/2007, Ч.2. С.35 – 39.

194. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Крыжановский В. П., Бовкунович В. С. Система управления моментом асинхронного двигателя для тяговых электроприводов. *Інформаційний збірник "Промислова електроенергетика та електротехніка"*. 2007. №1. С. 66 -70.

195. Пересада С. М. Ковбаса С. М., Алисов А. С. Общетеоретическое решение задачи управления механическими координатами электромеханических систем без измерения токов приводных двигателей. *Вісник національного технічного університету "ХПІ"*. Харків, 2013. №36 (1009). С. 31–35.

196. С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, А. Б. Воронко Экспериментальное исследование статических и динамических характеристик алгоритмов регулирования момента для тяговых асинхронных электроприводов. *Наукові праці Вінницького національного технічного інституту*. Вінниця, 2013. № 4. С. 1 – 4.

197. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Бовкунович В.С. Управление моментом и потоком асинхронного двигателя без использования информации о токах статора. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені М. Остроградського*. Кременчук, 2008. С. 88 – 92.

198. Ковбаса С. М., Воронко А. Б. Высокопроизводительный унифицированный контролер на основе DSP TMS320F28335 для

електромеханических систем. *Вісник національного технічного університету "ХПІ"*. Харків, 2013. №36 (1009). С. 293 – 295.

199. Bozhko S., Dymko S., Kovbasa S. and Peresada S. M. "Maximum Torque-per-Amp Control for Traction IM Drives: Theory and Experimental Results," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 1, pp. 181-193, Jan.-Feb. 2017.

200. Bozhko S., Dymko S., Kovbasa S. and Peresada S. "MTA control for traction IM drives: Theory and experimental results," *2015 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS)*, Aachen, 2015, pp. 1-6.

201. Peresada S., Kovbasa S., Dymko S. Indirect field-oriented torque control of induction motors with maximum torque per amper ratio. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені М. Остроградського*. Кременчук, 2010. № 2. С. 33-36.

202. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Дымко С. С. Формирование заданного потокосцепления для алгоритмов векторного управления асинхронными двигателями с максимизацией соотношения момент-ток». *Вісник національного технічного університету "ХПІ"*. Харків, 2017. Вип. 27 (1249). С.43-47.

203. Ковбаса С. М., Пушніцина І. І. Дослідження впливу кривої намагнічування асинхронного двигуна на показники якості системи бездавачевого векторного керування. *Вісник Харківського національного технічного університету сільського господарства ім. Петра Василенка. "Проблеми енергозабезпечення та енергозбереження в АПК України"*. Харків, 2018. Вип. 195. С.127-129.

204. Ковбаса С. М., Дученко А. Ю. Аналіз впливу кривої намагнічування на процеси ослаблення поля в асинхронних векторно-керованих електроприводах, *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. Вінниця, 2017. №6. С. 60-65.



205. Peresada S., Kovbasa S., Dymko S. and Bozhko S., "Maximum torque-per-amp tracking control of saturated induction motors," *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, 2017, pp. 72-75.

206. Пересада С. М., Дымко С. С., Ковбаса С. М. Обобщенное решение задачи косвенного векторного управления моментом асинхронных двигателей с максимизацией соотношения момент-ток в статике. *Вісник національного технічного університету "ХПІ"*. Харків, 2010. Вип. 28. С. 39–42.

207. С. М. Пересада, С. М. Ковбаса, С. С. Димко, В. О. Благодір. Порівняльний аналіз енергетичної ефективності алгоритмів прямого векторного керування моментом асинхронних двигунів з максимізацією співвідношення момент-струм. *Технічна електродинаміка*. 2015. №4. С. 36 – 40.

208. Peresada S., Kovbasa S., Dymko S. and Bozhko S. "Dynamic output feedback linearizing control of saturated induction motors with torque per Ampere ratio maximization," *2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kiev, 2016, pp. 1-6.

209. Peresada S., Tilli A. and Tonielli A. Theoretical and experimental comparison of indirect field-oriented controllers for induction motors // *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 18, no. 1. pp. 151–163, 2003.

210. E.Levi "A Unified Approach to Main Flux Saturation Modelling in D-Q Axis Models of Induction Machines" *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 10, no. 3, pp. 455-461, 1995.

211. E.Levi "Impact of Cross-Saturation on Accuracy of Saturated Induction Machine Models" *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 12, no. 3, pp. 211-216, 1997.

212. E. Levi, S. Vukosavic, V. Vuckovic "Saturation Compensation Schemes for Vector Controlled Induction Motor Drives" in *Proceedings of the 21st*

*Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 11 – 14 Jun., San Antonio 1990, pp. 591 – 598.

213. S.Dymko, S.Peresada, R.Leidhold “Torque Control of Saturated Induction Motor with Torque per Ampere Ratio Maximization” in *Proc. 2014 IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems*, 2-6 Jun., Kyiv, 2014, pp.251-256.

214. P. V. Kokotovic, “The joy of feedback: nonlinear and adaptive”, *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 12. pp. 7–17, June 1992.

215. S.Peresada, A.Tilli and A.Tonielli “New passivity based speed-flux tracking controllers for induction motor” in *Proc. 2000 IEEE IECON Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nagoya, 2000, pp. 1099-1104.

216. M. Godoy Simoes, F.A. Farret. Modeling and Analysis with Induction Generators. Third Edition. CRC Press, 2015. 468 p.

217. C. Carunaiselvane, Thanga Raj Chelliah, “Present trends and future prospects of asynchronous machines in renewable energy systems, in *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 74, pp. 1028-1041, 2017.

218. R. O. C. Lyra, S. R. Silva and P. C. Cortizo, "Direct and indirect flux control of an isolated induction generator," *Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS 95*, 1995, pp. 140-145 vol.1.

219. Levi E., Liao Y. “Rotor Flux Oriented Induction Machine as a DC Power Generator” *Proceedings of 8th European Conf. on Power Electronics and Applications EPE*. Lausanne, Switzerland, CD-ROM, Paper 001, 1999.

220. G. Cimuca, S. Breban, M. M. Radulescu, C. Saudemont and B. Robyns, "Design and Control Strategies of an Induction-Machine-Based Flywheel Energy Storage System Associated to a Variable-Speed Wind Generator," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 2, pp. 526-534, June 2010.

221. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Бовкунович В.С. Адаптивный наблюдатель Матсусе: новый синтез, гарантирующий асимптотичность

оценивания вектора потокосцепления и активного сопротивления ротора асинхронного двигателя. *Технічна електродинаміка*. 2010. №3. С28 – 32.

222. S. Peresada, M. Zhelinskyi, S. Kovbasa and S. Korol, "Indirect Field Oriented Control of The Saturated Induction Generators with Linear PI Regulators," *2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 138-143.

223. Peresada S., Kovbasa S., Zhelinskyi M. and Duchenko A., "Speed sensorless direct field oriented control of induction generator," *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kiev, 2017, pp. 548-553.

224. Peresada S., Kovbasa S., Korol S., Zhelinskyi N. Feedback linearizing field-oriented control of induction generator: Theory and experiments. *Технічна електродинаміка*. 2017. №2. С. 48-56.

225. Bozhko S., Peresada S., Kovbasa S. and Zhelinskyi M. "Robust indirect field oriented control of induction generator," *2016 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, Toulouse, 2016, pp. 1-6.

226. Peresada S., Kovbasa S., Korol S., Pechenik N. and Zhelinskyi N. "Indirect field oriented output feedback linearized control of induction generator," *2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kiev, 2016, pp. 1-5.

227. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Желінський М. М. Експериментальне тестування системи робастного векторного керування асинхронним генератором, *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. Вінниця, 2018. № 3(138). С.62-68.

228. S.Peresada, S. Kovbasa, Y. Nikonenko, S. Bozhko Concept of experimental research for electrical vehicle electromechanical systems with hybrid energy storages. *Технічна електродинаміка*. 2018. №5. С. 57-60.

229. S. Peresada, Y. Nikonenko, S. Kovbasa, A. Kuznietsov and D. Pushnitsyn, "Rapid Prototyping Station for Batteries-Supercapacitors Hybrid Energy Storage Systems," *2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 826-831.

230. Peresada S., Kovbasa S., Pristupa D., Pushnitsyn D., Nikonenko Y. Nonlinear control of voltage source AC-DC and DC-DC boost converters. *Вісник національного технічного університету "ХПІ"*. Харків, 2017. Вип. 27 (1249). С.84-88.

231. Peresada S., Kovbasa S., Pushnitsyn D. and Zaichenko Y., "Two non-linear controllers for voltage source AC-DC converter," *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kiev, 2017, pp. 462-467.

232. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Малько М.П. Робастный алгоритм идентификации параметров асинхронного двигателя при неподвижном роторе. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені М. Остроградського*. Кременчук, 2010. № 1. С. 121 – 125.

233. С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, Д. Л. Приступа. Идентификация электрических параметров асинхронного двигателя на основе адаптивного наблюдателя полного порядка. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук, 2012. №4(20). С. 10 – 13.

234. S. Peresada, S. Lyshevsky, S. Kovbasa and M. Konoplinisky Identification Of Stator And Rotor Resistances Of Induction Motors. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. Одеса, 2013. Vol. 09(85). С. 7 – 15.

235. S. Peresada, S. Kovbasa, D. Prystupa Adaptive Stator Current Regulation for Identification of Induction Motor Parameter. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук, 2013. Vol. 2/2013 (22). С. 10 – 16.

236. С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, Д. Л. Приступа Алгоритм идентификации электрических параметров асинхронного двигателя на основе адаптивного наблюдателя полного порядка: синтез и экспериментальное

тестирование. *Праці Інституту електродинаміки НАНУ*. Київ, 2013. №34. С.27 – 34.

237. Розробка енергоефективної електромеханічної системи електробусу на основі адаптивного векторно-керованого асинхронного електроприводу з акумуляторно-суперконденсаторним живленням: звіт про НДР / НТУУ "КПІ". – №2005, № ДР 0117U004284. Київ, 2018. Том 1. 472 с.

238. P. D. Evans and P. R. Close, "Harmonic distortion in PWM inverter output waveforms," in *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, vol. 134, no. 4, pp. 224-232, July 1987.

## ДОДАТОК А

### СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ ТА ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ РЕЗУЛЬТАТІВ РОБОТИ

#### Наукові праці, в яких опубліковано основні наукові результати

##### Монографія

1. Загірняк М.В., Клепиков В.Б., Ковбаса С.М., Михальський В.М., Пересада С.М., Садовой О.В., Шаповал І.А. Енергоефективні електромеханічні системи широкого технологічного призначення. Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2018. 310 с.

##### Публікації у фахових виданнях:

2. Пересада С. М., Ковбаса С. М. Общетеоретическое решение задачи векторного управления асинхронными двигателями без измерения механических координат. *Технічна електродинаміка*. 2016. №1. С. 26 – 33. (Scopus).

3. Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Дымко С.С. Робастифицированное бездатчиковое векторное управление асинхронным двигателем на основе адаптивного наблюдателя пониженного порядка. *Технічна електродинаміка*. 2012. №2. С.81-82. (Scopus).

4. Peresada S., Kovbasa S., Prystupa D., Lyashevskyi S. Adaptive control of stator currents for self-comissioning of induction motor drives. *Технічна електродинаміка*. 2013. №5. С. 24 – 31. (Scopus).

5. Пересада С.М. Ковбаса С.Н., Трандафилов В.Н., Бовкунович В.С. Адаптивное к вариациям активного сопротивления ротора векторное управление асинхронным двигателем на основе нелинейного принципа разделения. *Технічна електродинаміка*. 2015. №1. С. 43–50. (Scopus).

6. Bozhko S., Dymko S., Kovbasa S. and Peresada S. M. "Maximum Torque-per-Amp Control for Traction IM Drives: Theory and Experimental Results," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 1, pp. 181-193, Jan.-Feb. 2017. (Scopus).

7. С. М. Пересада, С. М. Ковбаса, С. С. Димко, В. О. Благодір. Порівняльний аналіз енергетичної ефективності алгоритмів прямого векторного керування моментом асинхронних двигунів з максимізацією співвідношення момент-струм. *Технічна електродинаміка*. 2015. №4. С. 36 – 40. (Scopus).

8. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Онанко А. Ю. Выбор системы полеориентирования при векторном управлении асинхронными двигателями. *Технічна електродинаміка*. 2014. №4. С.102-104. (Scopus).

9. Peresada S., Kovbasa S., Korol S., Zhelinskyi N. Feedback linearizing field-oriented control of induction generator: Theory and experiments. *Технічна електродинаміка*. 2017. №2. С. 48-56. (Scopus).

10. S.Peresada, S. Kovbasa, Y. Nikonenko, S. Bozhko Concept of experimental research for electrical vehicle electromechanical systems with hybrid energy storages. *Технічна електродинаміка*. 2018. №5. С. 57-60. (Scopus).

11. Пересада С. М. Ковбаса С. М., Благодір В. О. Умови персистентності збудження та формування заданого потокозчеплення в системах бездавачевого векторного керування асинхронними двигунами. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал*. Кременчук, 2015. Вип. 4/2015 (32). С. 18–24. (Index Copernicus)

12. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Бовкунович В. С. Грубое векторное управление моментом и потоком асинхронного двигателя. *Технічна електродинаміка*. 2010. №1. С. 60–66.

13. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Бовкунович В.С. Сравнительное экспериментальное тестирование алгоритмов косвенного векторного управления моментом асинхронного двигателя. *Технічна електродинаміка*. 2010. №2. С. 33–40.

14. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Бовкунович В.С. Адаптивный наблюдатель Матсусе: новый синтез, гарантирующий асимптотичность оценивания вектора потокозчепления и активного сопротивления ротора асинхронного двигателя. *Технічна електродинаміка*. 2010. №3. С28 – 32.

15. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Середа А. Н. Аналитическое решение проблемы идентификации параметров асинхронного двигателя. *Вісник національного технічного університету "ХПІ"*. Харків, 2005. Вип. 45. С. 45–49.

16. Пересада С. М., Середа А. Н., Ковбаса С. Н. Экспериментальное тестирование алгоритмов идентификации электрических параметров асинхронных двигателей. *Інформаційний збірник "Промислова електроенергетика та електротехніка"*. 2005. № 3. С. 43–48.

17. Пересада С. М., Болотников А. Ю., Ковбаса С. Н. Основанный на принципе пассивности алгоритм векторного управления асинхронным двигателем при питании со стороны ротора. *Технічна електродинаміка*. 2006. С. 83–88. Темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки».

18. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Крыжановский В. П., Бовкунович В. С. Система управления моментом асинхронного двигателя для тяговых электроприводов. *Інформаційний збірник "Промислова електроенергетика та електротехніка"*. 2007. №1. С. 66 -70.

19. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Болотников А. Ю., Бовкунович В. С. Основанный на принципе пассивности алгоритм отработки момента-потока при косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету*. Кременчук, 2007. Вип.3/2007, Ч.2. С.35 – 39.

20. Пересада С. М., Ковбаса С.Н, Болотников А.Ю., Крыжановский В.П. Система векторного управления угловой скоростью асинхронной машины двойного питания при использовании сети среднего напряжения. *Інформаційний збірник "Промислова електроенергетика та електротехніка"*. 2007. №6. С. 16 – 18.

21. Пересада С. М., Болотников А.Ю., Ковбаса С.Н., Крижановский В.П. Разработка алгоритмов векторного управления пуском, возбуждением и синхронизацией машины двойного питания и их экспериментальное тестирование. *Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки)*. Дніпродзержинск, 2007. С. 399 – 402.



22. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Бовкунович В.С. Управление моментом и потоком асинхронного двигателя без использования информации о токах статора. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені М. Остроградського*. Кременчук, 2008. С. 88 – 92.

23. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Бовкунович В.С., Крижановский В.П. Унифицированный контроллер на основе DSP TMS320LF2406A для систем управления электроприводами. *Інформаційний збірник "Промислова електроенергетика та електротехніка"*. 2008. №4. С. 45 – 49.

24. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Бовкунович В.С. Адаптивное оценивание вектора потокосцепления асинхронного двигателя при неизвестных сопротивлениях статора и ротора. *Вісник національного технічного університету "ХПИ"*. Харків, 2008. №30. С. 64–68.

25. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Бовкунович В.С. Сравнительное тестирование алгоритмов векторного и частотного управления моментом асинхронного двигателя в электромеханических системах пассажирского электротранспорта. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені М. Остроградського*. Кременчук, 2009. Вип. 4/2009. Ч. 1. С. 13 – 16.

26. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Бовкунович В.С. Экспериментальное тестирование адаптивного к вариациям активного сопротивления роторной цепи наблюдателя потокосцепления асинхронного двигателя. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. Київ, 2010. №25. С. 68 – 71.

27. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Малько М.П. Робастный алгоритм идентификации параметров асинхронного двигателя при неподвижном роторе. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені М. Остроградського*. Кременчук, 2010. № 1. С. 121 – 125.

28. Peresada S., Kovbasa S., Dymko S. Indirect field-oriented torque control of induction motors with maximum torque per amper ratio. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені М. Остроградського*. Кременчук, 2010. № 2. С. 33-36.

29. Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Глушков В. А., Бовкунович В.С., Повышение эффективности векторно-управляемых электроприводов за счет робастификации и адаптации к вариациям активного сопротивления ротора. *Інформаційний збірник "Промислова електроенергетика та електротехніка"*. 2010. №5. С. 49-55.

30. Пересада С. М., Дымко С. С., Ковбаса С. М. Обобщенное решение задачи косвенного векторного управления моментом асинхронных двигателей с максимизацией соотношения момент-ток в статике. *Вісник національного технічного університету "ХПІ"*. Харків, 2010. Вип. 28. С. 39–42.

31. Пересада С. М., Ковбаса С. М. Робастифицированное векторное бездатчиковое управление угловой скоростью асинхронного двигателя на основе адаптивного наблюдателя пониженного порядка. *Вісник національного технічного університету "ХПІ"*. Харків, 2010. Вип. 28. С. 110–114.

32. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Онанко А. Ю. Обобщенный алгоритм частотного управления асинхронными двигателями. Часть 1: синтез на основе второго метода Ляпунова. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук, 2011. Вип. 2/2011 (14). С. 13 – 16.

33. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Онанко А. Ю. Обобщенный алгоритм частотного управления асинхронными двигателями. Часть 2: результаты тестирования. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук, 2011. Вип. 2/2011 (14). С. 17 – 21.

34. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Онанко А. Ю. Семейство алгоритмов обработки момента-потока асинхронного двигателя при косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. Одеса, 2011. №03 (79). С. 25 – 27.

35. Пересада С. М., Ковбаса С. М. Векторне бездатчикове керування моментом асинхронного двигуна з орієнтацією за вектором потокозчеплення статора. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. Вінниця, 2012. №1. С. 93 – 97.

36. С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, Д. Л. Приступа. Идентификация электрических параметров асинхронного двигателя на основе адаптивного наблюдателя полного порядка. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук, 2012. №4(20). С. 10 – 13.

37. Пересада С.М., С. Н. Ковбаса, А. Б. Воронко, Д. Л. Приступа Сравнительное экспериментальное тестирование систем бездатчикового управления асинхронными двигателями. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук, 2012. Вип.3/2012 (19). С. 137 – 141.

38. Ковбаса С. М., Воронко А. Б. Высокопроизводительный унифицированный контролер на основе DSP TMS320F28335 для электромеханических систем. *Вісник національного технічного університету "ХПІ"*. Харків, 2013. №36 (1009). С. 293 – 295.

39. S. Peresada, S. Lyshevsky, S. Kovbasa and M. Konoplinisky Identification Of Stator And Rotor Resistances Of Induction Motors. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. Одеса, 2013. Vol. 09(85). С. 7 – 15.

40. S. Peresada, S. Kovbasa, D. Prystupa Adaptive Stator Current Regulation for Identification of Induction Motor Parameter. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук, 2013. Vol. 2/2013 (22). С. 10 – 16.

41. С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, Д. Л. Приступа Алгоритм идентификации электрических параметров асинхронного двигателя на основе адаптивного наблюдателя полного порядка: синтез и экспериментальное тестирование. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. Київ, 2013. №34. С.27 – 34.

42. Пересада С. М. Ковбаса С. М., Алисов А. С. Общетеоретическое решение задачи управления механическими координатами электромеханических систем без измерения токов приводных двигателей. *Вісник національного технічного університету "ХПІ"*. Харків, 2013. №36 (1009). С. 31–35.

43. С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, А. Б. Воронко Экспериментальное исследование статических и динамических характеристик алгоритмов

регулювання моменту для тягових асинхронних електроприводов. *Наукові праці Вінницького національного технічного інституту*. Вінниця, 2013. № 4. С. 1 – 4.

44. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Благодир В. О., Дынник Т. В. Экспериментальное тестирование адаптивного наблюдателя параметров сети питания. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. Київ, 2014. № 37. С. 91–93.

45. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Трандафілов В. Н. Инвариантный к вариациям активного сопротивления ротора алгоритм прямого векторного управления асинхронными двигателями при питании от источника тока. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал*. Кременчук, 2014. Вип. 3/2014 (27). С. 10–19.

46. Peresada S., Kovbasa S., Pristupa D., Pushnitsyn D., Nikonenko Y. Nonlinear control of voltage source AC-DC and DC-DC boost converters. *Вісник національного технічного університету "ХПІ"*. Харків, 2017. Вип. 27 (1249). С.84-88.

47. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Желінський М. М. Експериментальне тестування системи робастного векторного керування асинхронним генератором, *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. Вінниця, 2018. № 3(138). С.62-68.

48. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Дымко С. С. Формирование заданного потокосцепления для алгоритмов векторного управления асинхронными двигателями с максимизацией соотношения момент-ток». *Вісник національного технічного університету "ХПІ"*. Харків, 2017. Вип. 27 (1249). С.43-47.

49. Ковбаса С. М., Пушніцина І. І. Дослідження впливу кривої намагнічування асинхронного двигуна на показники якості системи бездавачевого векторного керування. *Вісник Харківського національного технічного університету сільського господарства ім. Петра Василенка*. Харків, 2018. Вип. 195. С.127-129.

50. Ковбаса С. М., Дученко А. Ю. Аналіз впливу кривої намагнічування на процеси ослаблення поля в асинхронних векторно-керованих електроприводах, *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. Вінниця, 2017. №6. С. 60-65.

**Матеріали конференцій:**

51. Peresada S., Kovbasa S., Prystupa D. and Lyshevski S. E. "Identification of induction motor parameters adaptively controlling stator currents," *IECON – 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vienna, 2013, pp. 8476-8481.

52. Peresada S., Kovbasa S. and Prystupa D. "Adaptive observers for self commissioning of induction motor drives: Theory and experiment," *2014 IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kiev, 2014, pp. 240-245.

53. Peresada S., Kovbasa S., Prystupa D. and Lyshevski S. E. "Identification of induction motor parameters for self-commissioning procedure: A new algorithm and experimental verification," *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Istanbul, 2014, pp. 818-823.

54. Peresada S., Kovbasa S., Trandafilov V. and Pyzhov V. "Sliding mode observer based control of induction motors: Experimental study," *2014 IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kiev, 2014, pp. 261-265.

55. Bozhko S., Dymko S., Kovbasa S. and Peresada S. "MTA control for traction IM drives: Theory and experimental results," *2015 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS)*, Aachen, 2015, pp. 1-6.

56. Peresada S., Kovbasa S., Dymko S. and Bozhko S. "Dynamic output feedback linearizing control of saturated induction motors with torque per Ampere ratio maximization," *2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kiev, 2016, pp. 1-6.

57. Peresada S., Kovbasa S., Korol S., Pechenik N. and Zhelinskyi N. "Indirect field oriented output feedback linearized control of induction generator," *2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kiev, 2016, pp. 1-5.

58. Bozhko S., Peresada S., Kovbasa S. and Zhelinskyi M. "Robust indirect field oriented control of induction generator," *2016 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, Toulouse, 2016, pp. 1-6.

59. Peresada S., Kovbasa S., Pushnitsyn D. and Zaichenko Y., "Two nonlinear controllers for voltage source AC-DC converter," *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kiev, 2017, pp. 462-467.

60. Peresada S., Kovbasa S., Zhelinskyi M. and Duchenko A., "Speed sensorless direct field oriented control of induction generator," *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kiev, 2017, pp. 548-553.

61. Peresada S., Kovbasa S., Dymko S. and Bozhko S., "Maximum torque-per-amp tracking control of saturated induction motors," *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, 2017, pp. 72-75.

62. Bozhko S., Kovbasa S., Nikonenko Y. and Peresada S., "Direct vector control of induction motors based on rotor resistance-invariant rotor flux observer," *2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, Nottingham, 2018, pp. 1-6.

63. S. Peresada, M. Zhelinskyi, S. Kovbasa and S. Korol, "Indirect Field Oriented Control of The Saturated Induction Generators with Linear PI Regulators," *2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 138-143.

64. S. Peresada, Y. Nikonenko, S. Kovbasa, A. Kuznietsov and D. Pushnitsyn, "Rapid Prototyping Station for Batteries-Supercapacitors Hybrid Energy Storage Systems," *2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 826-831.

### **Особистий внесок здобувача.**

Дисертація є самостійно виконаною науковою роботою, в якій викладено авторський підхід до розробки концепції прямого векторного керування координатами асинхронних двигунів в умовах неповної інформації. У наукових працях, опублікованих у співавторстві, здобувачу належать: в роботах [1 – 3], [11], [31], [35], [60] автором розроблено концепцію прямого векторного керування координатами асинхронних двигунів без вимірювання механічних координат, розроблено метод синтезу, а також алгоритми БВК кутовою швидкістю, моментом та модулем вектора потокозчеплення; в [4], [15], [27], [36], [38 – 40], [51 – 53] доведено властивості стійкості адаптивних спостерігачів невідомих параметрів асинхронного двигуна для систем бездавачевого керування; в [5], [9], [12 – 14], [21], [24], [30], [45], [54], [57], [58], [62], [63] обґрунтовано властивості стійкості структур векторного керування координатами електромеханічних систем; в [6], [7], [28], [48], [55], [56], [61] розроблено алгоритми векторного керування координатами асинхронного двигуна з максимізацією момент-струм, методи формування заданого потокозчеплення в функції моменту двигуна, методики проведення експериментальних досліджень; в [8], [17], [19], [22] виконано аналіз властивостей систем векторного керування, які синтезовано в різних системах координат; в [10], [16], [18], [20], [23], [25], [26], [29], [37], [38], [43], [44], [46], [47], [59], [64] розроблено програмно-апаратні засоби практичної реалізації, експериментальні установки та методики проведення експериментального тестування систем векторного керування; в [32 – 34], [42] – розроблено структури векторного керування без вимірювання статорних струмів; в [49], [50] – розроблено методики дослідження та виконано аналіз впливу нелінійності магнітного кола асинхронного двигуна на процеси керування.

## ДОДАТОК Б

### ПАРАМЕТРИ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН

Таблиця Б.1 – Номінальні дані АД №1 (АІР90L4У2)

Параметр	Значення
Номінальна потужність	2.2 кВт
Номінальна кутова швидкість	147.7 рад/с
Номінальний момент	14.9 Нм
Номінальна частота	50 Гц
Номінальний струм статора	5 А
Активний опір статора	$R_1 = 3.5 \text{ Ом}$
Активний опір ротора	$R_2 = 2 \text{ Ом}$
Індуктивність намагнічуючого контуру	$L_m = 0.251 \text{ Гн}$
Індуктивність статора	$L_1 = 0.264 \text{ Гн}$
Індуктивність ротора	$L_2 = 0.264 \text{ Гн}$
Число пар полюсів	$p_n = 2$

Таблиця Б.2 – Номінальні дані АД №2 (4АО80В2)

Параметр	Значення
Номінальна потужність	750 Вт
Номінальна кутова швидкість	300 рад/с
Номінальний момент	2.5 Нм
Номінальна частота	50 Гц
Номінальний струм статора	2.1 А
Активний опір статора	$R_1 = 11 \text{ Ом}$
Активний опір ротора	$R_2 = 5.6 \text{ Ом}$
Індуктивність намагнічуючого контуру	$L_m = 0.91 \text{ Гн}$
Індуктивність статора	$L_1 = 0.95 \text{ Гн}$
Індуктивність ротора	$L_2 = 0.95 \text{ Гн}$
Число пар полюсів	$p_n = 1$



Таблиця Б.3 – Номінальні дані АД №3

Параметр	Значення
Номінальна потужність	5.5 кВт
Номінальна кутова швидкість	150 рад/с
Номінальний момент	37 Нм
Номінальний струм	11 А
Номінальна частота	50 Гц
Активний опір статора	$R_1 = 0.94 \text{ Ом}$
Активний опір ротора	$R_2 = 0.646 \text{ Ом}$
Індуктивність намагнічуючого контуру	$L_m = 0.1175 \text{ Гн}$
Індуктивність статора	$L_1 = 0.1228 \text{ Гн}$
Індуктивність ротора	$L_2 = 0.1228 \text{ Гн}$
Число пар полюсів	$p_n = 2$

Таблиця Б.4 – Номінальні дані АД №4

Параметр	Значення
Номінальна потужність	50 кВт
Номінальна кутова швидкість	150 рад/с
Номінальний момент	300Нм
Номінальна частота	50 Гц
Номінальний струм	96 А
Активний опір статора	$R_1 = 0.0668 \text{ Ом}$
Активний опір ротора	$R_2 = 0.04 \text{ Ом}$
Індуктивність намагнічуючого контуру	$L_m = 0.02727 \text{ Гн}$
Індуктивність статора	$L_1 = 0.02813 \text{ Гн}$
Індуктивність ротора	$L_2 = 0.02837 \text{ Гн}$
Число пар полюсів	$p_n = 2$

Таблиця Б.5 – Номінальні дані АД №5

Параметр	Значення
Номінальна потужність	1.7 кВт
Номінальна кутова швидкість	100 рад/с
Номінальний момент	17 Нм
Номінальна частота	50 Гц
Номінальний струм	5 А
Активний опір статора	$R_1 = 7 \text{ Ом}$
Активний опір ротора	$R_2 = 3 \text{ Ом}$
Індуктивність намагнічуючого контуру	$L_m = 0.2609 \text{ Гн}$
Індуктивність статора	$L_1 = 0.2829 \text{ Гн}$
Індуктивність ротора	$L_2 = 0.2829 \text{ Гн}$
Число пар полюсів	$p_n = 3$

Таблиця Б.6 – Номінальні дані ДПС потужністю 38 кВт

Параметр	Значення параметра
Номінальна потужність, кВт	38
Напруга якоря, В	440
Номінальний струм якоря, А	86,5
Напруга збудження, В	220

**ДОДАТОК В**  
**АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ**



# Енергоресурс

ТОВ „Енергоресурс”  
м.Тернопіль, б-р Куліша, 10 /124  
м.Львів, вул.В.Великого, 4, оф.108  
тел.(0352)280509, факс (0322)634261

ООО „Энергоресурс”  
г.Тернополь, б-р Кулиша, 10/124  
г.Львов, ул.В.Великого, 4, оф.108  
тел.(0352)280509, факс (0322)634261



м. Львів

29 липня 2014р.

## АКТ

### про впровадження результатів дисертаційної роботи

Даним актом підтверджується, що алгоритми керування асинхронними двигунами, їх програмна реалізація та керуючі контролери на основі цифрових сигнальних процесорів, які розроблені доцентом кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» к.т.н., Ковбасою С. М. впроваджено у серію електроприводів виробництва ТОВ «Енергоресурс» потужністю від 15 до 100 кВт при виконанні модернізації обладнання промислових підприємств України.

Асинхронні електроприводи створені з використанням розроблених контролерів забезпечують показники якості керування, які задовольняють переважній кількості промислових застосувань та є конкурентоспроможними на ринку України.

Головний інженер  Буланов Ю.В.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор ДП „Науково-дослідний та  
конструкторсько-технологічний  
інститут міського господарства”, к.т.н.,



В.А. Кравченко

м. Київ

«16» грудня 2010р.

## АКТ

## про впровадження результатів докторської дисертації

Даним актом підтверджується, що алгоритми векторного керування моментом асинхронного двигуна, розроблені доцентом кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу Національного технічного університету «Київський політехнічний інститут» Ковбасою Сергієм Миколайовичем в ході виконання докторської дисертації, впроваджено у дослідний зразок тягового електроприводу для перспективних моделей тролейбусів і трамвайних вагонів.

Дослідний зразок пройшов стендові випробування і рекомендований міжвідомчою прийнятною комісією для проведення експлуатаційних випробувань.

Застосування розроблених алгоритмів векторного керування дозволить суттєво підвищити показники якості регулювання моменту та енергетичної ефективності в електромеханічних системах рухомого складу пасажирського електротранспорту.

Заступник директора  
з наукової роботи  
ДП НДКТИ МГ, канд.тех.наук.

Л.В. Збарський

Завідувач відділу  
«Міський електричний  
транспорт», канд.техн.наук,  
доцент

В.Б. Будниченко



**ПРИВАТНЕ АКЦІОНЕРНЕ ТОВАРИСТВО  
«ЗАПОРІЗЬКИЙ ЕЛЕКТРОАПАРАТНИЙ ЗАВОД»**

69032, м. Запоріжжя, Південне шосе, 9  
ІН 142810208241,  
в АТ «УКРЕКСІМБАНК України», філія у  
м. Запоріжжя, МФО 322313, ЄДРПОУ14281020

E-mail: zeaz.priem@gmail.com,  
Тел./факс (061) 717-21-32



**Акт**

**про впровадження результатів науково-дослідної роботи**

Даним актом підтверджується, що результати дисертаційної роботи доцента кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» Ковбаси Сергія Миколайовича, а саме нові методи векторного керування координатами тягових асинхронних двигунів, впроваджені в дослідному зразку тягового електроприводу трамвайного вагону потужністю 180 кВт виробництва ПрАТ «Запорізький електроапаратний завод».

Розроблений та виготовлений дослідний зразок тягового електроприводу з реалізованими в ньому методами векторного керування забезпечує відпрацювання заданих траєкторій моменту та вектора потокозчеплення ротора асинхронного двигуна, а також необхідні режими керування рухом транспортного засобу і функції автоматизації.

Інж.- конструктор Трохін Д.О. *Д.О. Трохін*

Інж.- програміст Михайленко О.О. *О.О. Михайленко*



ЗАТВЕРДЖУЮ

Декан факультету електроенерготехніки та  
автоматики Національного технічного  
університету України  
«Київський політехнічний інститут імені  
Ігоря Сікорського»  
доктор технічних наук, професор  
О.С. Яндульський  
«05» листопада 2019 р.

## АКТ

впровадження у навчальний процес результатів дисертаційної роботи  
доцента кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу  
Ковбаси Сергія Миколайовича за темою «Розвиток теорії бездавачевого  
векторного керування електромеханічними системами з асинхронними  
двигунами»

Комісія у складі заступника завідувача кафедри АЕМС-ЕП з методичної  
роботи, к.т.н., доц. Бур'яна С. О., вченого секретаря кафедри, к.т.н., доц.  
Красношапки Н. Д., доцента кафедри АЕМС-ЕП, к.т.н., доц. Теряєва В. І.  
склала цей акт про використання результатів дисертаційної роботи  
Ковбаси С. М. у навчальному процесі кафедри автоматизації  
електромеханічних систем та електроприводу КПІ ім. Ігоря Сікорського.

Розроблені автором алгоритми бездавачевого векторного керування  
асинхронними двигунами, моделюючі програми та програмне забезпечення  
для дослідження систем векторного керування асинхронними двигунами,  
експериментальні установки з двигунами потужністю до 50 кВт  
використовуються при проведенні лекційних та лабораторних занять з  
дисциплін «Моделювання електромеханічних систем», «Електромеханічні  
системи електричних транспортних засобів», «Цифрова обробка сигналів в  
електромеханічних системах», у дипломному проектуванні, а також при  
підготовці магістрів та докторів філософії за спеціальністю 141 –  
«Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Голова комісії

к.т.н., доц. С. О. Бур'ян

Члени комісії

к.т.н., доц. Н. Д. Красношапка

к.т.н., доц. В. І. Теряєв

